



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

MODEL ŘIDITELNÉHO PROUDOVÉHO ZESILOVAČE S DIAMANTOVÝMI TRANZISTRY A NAPĚŤOVÝMI ZESILOVAČI

MODEL OF CONTROLLABLE CURRENT AMPLIFIER BASED ON DIAMOND TRANSISTORS AND
VOLTAGE AMPLIFIERS

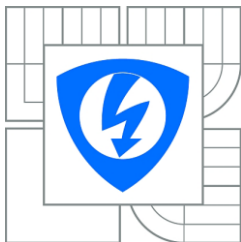
BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

DAVID KOS

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. ROMAN ŠOTNER, Ph.D.



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student:	David Kos	ID:	154771
Ročník:	3	Akademický rok:	2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

**Model říditelného proudového zesilovače s diamantovými tranzistory a
napěťovými zesilovači**

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Podrobně prostudujte katalogové listy prvků OPA860, OPA615 a vhodných napěťových zesilovačů s říditelným ziskem (VCA810, LMH6505, ...) a princip behaviorálního modelování s diamantovým tranzistorem (OPA860). Pokuste se rozšířit známé modely aktivních prvků (především vedoucí k nastavitelnému zesílení mezi vstupním a výstupním proudem) a princip vybraných modelů ověřte simulacemi.

Vybraný behaviorální model experimentálně realizujte a porovnejte výsledky měření se simulacemi a předpoklady. Prezentujte jednoduché příklady aplikací.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V. Implementation of active elements for analog signal processing by diamond transistors. In Proceedings of International Conference Electronic Devices and Systems EDS'09 IMAPS CS. Brno: VUT Brno, 2009. p. 304-309.
- [2] ŠOTNER, R., KARTCI, A., JEŘÁBEK, J., HERENCŠÁR, N., DOSTÁL, T., VRBA, K. An Additional Approach to Model Current Followers and Amplifiers with Electronically Controllable Parameters from Commercially Available ICs. Measurement Science Review. 2012, vol. 12, no. 6, p. 255-265.

Termín zadání:	9. 2. 2015	Termín odevzdání:	28. 5. 2015
-----------------------	------------	--------------------------	-------------

Vedoucí práce: Ing. Roman Šotner, Ph.D.

Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Tato práce je zaměřená na modelování říditelného proudového zesilovače s využitím napětově řízených zesilovačů a diamantových tranzistorů. Práce v první části pojednává o principu modelování s diamantovým tranzistorem a udává vlastnosti diamantového tranzistoru OPA860. Následně jsou probrány vlastnosti zesilovačů s říditelným ziskem VCA810 a LMH6505 s hlavním zaměřením na jejich zisk. Tyto zesilovače jsou použity pro modelování proudových zesilovačů. Dále jsou rozebrány navržené modely a ověřeny simulacemi. Funkčnost modelů je ověřena praktickým měřením a výsledky jsou porovnány se simulacemi. V závěru práce jsou uvedeny příklady jednoduchých aplikací.

KLÍČOVÁ SLOVA

Diamantový tranzistor, modelování s diamantovým tranzistorem, napětově říditelný zesilovač, simulace, měření.

ABSTRACT

This thesis is focused on modelling of controllable current amplifier based on voltage controllable amplifiers and diamond transistors. In a first part of the thesis, principle of modelling of diamond transistor and features of diamond transistor OPA860 are discussed. Furthermore, there are discussed features of amplifiers with controllable voltage gain (VCA810 and LMH6505) with main focus on their gain. These amplifiers are used for modelling the current amplifiers. In the next parts there are analyzed of the proposed models and verification of the simulations. The functionality of the models is verified by practical measurements and results are compared with the simulations. In conclusion of the thesis, there are examples of simple applications.

KEYWORDS

Diamond transistor, modelling by means of diamond transistor, voltage control amplifier, simulations, measurement.

KOS, D. *Model říditelného proudového zesilovače s diamantovými tranzistory a napěťovými zesilovači*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2015. 41 s., 8 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Roman Šotner, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Model říditelného proudového zesilovače s diamantovými tranzistory a napěťovými zesilovači jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 28. 5. 2015

.....
(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Romanu Šotnerovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 28. 5. 2015

.....
(podpis autora)

Výzkum popsaný v této bakalářské práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

OBSAH

Úvod	1
1 Diamantový tranzistor (DT) a princip modelování s diamantovým tranzistorem	2
1.1 Ideální model diamantového tranzistoru.....	2
1.2 Příklady zapojení s DT	3
1.2.1 Proudový sledovač a invertor	3
1.2.2 Proudový zesilovač	4
1.2.3 Invertující napěťový zesilovač.....	4
2 Napěťové zesilovače s říditelným ziskem	5
2.1 Napěťový zesilovač VCA810	5
2.1.1 Analýza zesílení zesilovače	6
2.2 Napěťový zesilovač LMH6505.....	7
2.2.1 Typická aplikace a její simulace	8
3 Vlastní návrh a simulace proudových zesilovačů	10
3.1 První koncepce proudového zesilovače	10
3.1.1 Odvození přenosu	10
3.1.2 Simulace zapojení	11
3.2 Druhá koncepce proudového zesilovače.....	15
3.2.1 Odvození přenosu	16
3.2.2 Simulace zapojení	17
3.3 Další možnosti zapojení.....	19
4 Výsledky měření a porovnání se simulacemi	23
4.1 Kmitočtové závislosti	24
4.2 Časové závislosti.....	26
4.3 Stejnosměrné vstupně-výstupní charakteristiky	28
4.4 Spotřeba obvodu a vstupní a výstupní impedance zesilovačů.....	29
5 Jednoduché příklady aplikací	30
5.1 Rekonfigurovatelný filtr	30

5.2	Impedanční konvertor	33
6	Závěr	36
	Literatura	38
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	40
A.	Simulovaná zapojení	42
A. 1	První koncepce zesilovače	42
A. 2	Druhá koncepce zesilovače.....	42
A. 3	Třetí koncepce zesilovače	43
B.	Návrh zařízení	44
B. 1	Obvodové zapojení měřícího přípravku s proudovými zesilovači	44
B. 2	Deska plošného spoje - top (strana součástek)	45
B. 3	Deska plošného spoje - bottom (strana spojů)	45
B. 4	Měřicí přípravek - top	45
B. 5	Měřicí přípravek - bottom.....	46
B. 6	Zapojení pracoviště.....	46
C.	Seznam součástek	47
D.	Tabulky naměřených hodnot	49
D. 1	Přechodové charakteristiky první koncepce zesilovače.....	49
D. 2	Přechodové charakteristiky druhé koncepce zesilovače	49

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1: Diamantový tranzistor a behaviorální model [1].	2
Obr. 2: Proudový sledovač a invertor [1].	3
Obr. 3: Proudový zesilovač [1].	4
Obr. 4: Invertující napěťový zesilovač [1].	4
Obr. 5: Základní zapojení zesilovače s VCA810, převzaté z [3].	6
Obr. 6: Závislost zisku na řídicím napětí V_C napěťového zesilovače s VCA810.	6
Obr. 7: Závislosti zisků na frekvenci napěťového zesilovače s VCA810.	6
Obr. 8: Stejnoseměrné přechodové charakteristiky napěťového zesilovače s VCA810.	7
Obr. 9: Typické zapojení s napěťovým zesilovačem LMH6505 [4].	8
Obr. 10: Závislost zisku na řídicím napětí V_C napěťového zesilovače s LMH6505.	9
Obr. 11: Závislosti zisků na frekvenci napěťového zesilovače s LMH6505.	9
Obr. 12: Stejnoseměrné přechodové charakteristiky napěťového zesilovače s LMH6505.	9
Obr. 13: První koncepce proudového zesilovače řízeného napětím.	10
Obr. 14: Schéma zapojení první koncepce pro odvození přenosu.	11
Obr. 15: Odezva první koncepce na obdélníkový signál.	12
Obr. 16: Odezva první koncepce na sinusový signál.	12
Obr. 17: Přechodové charakteristiky první koncepce.	13
Obr. 18: Detail přechodových charakteristik první koncepce.	13
Obr. 19: Přenosové charakteristiky první koncepce.	14
Obr. 20: Graf závislosti $B = f(V_C)$ první koncepce.	15
Obr. 21: Druhá koncepce proudového zesilovače řízeného napětím.	15
Obr. 22: Schéma zapojení druhé koncepce pro odvození přenosu.	16
Obr. 23: Odezva druhé koncepce na obdélníkový signál.	17
Obr. 24: Odezva druhé koncepce na sinusový signál.	17
Obr. 25: Přechodové charakteristiky druhé koncepce zesilovače.	18
Obr. 26: Graf závislosti $B = f(V_C)$ druhé koncepce.	19
Obr. 27: Přenosové charakteristiky druhé koncepce.	19
Obr. 28: Třetí koncepce zapojení proudového zesilovače.	20
Obr. 29: Odezva třetí koncepce na sinusový signál.	20
Obr. 30: Přenosové charakteristiky třetí koncepce.	21
Obr. 31: Graf závislosti $B = f(V_C)$ třetí koncepce.	22

Obr. 32: Schéma převodníků použitých v měřicím přípravku [10].	23
Obr. 33: Kmitočtové závislosti a) zisků a b) fázových posunů první koncepce zesilovače.	24
Obr. 34: Kmitočtové závislosti zisků druhé koncepce zesilovače.	25
Obr. 35: Kmitočtové závislosti zisků třetí koncepce zesilovače.	25
Obr. 36: Měřená odezva první koncepce zesilovače na sinusový signál při a) $V_C = -0,86$ V ($B = 0,5$ [-]), b) $V_C = -1,02$ V ($B = 1$ [-]), c) $V_C = -1,18$ V ($B = 2$ [-]), d) $V_C = -1,32$ V ($B = 4$ [-]).	26
Obr. 37: Měřená odezva druhé koncepce zesilovače na sinusový signál při a) $V_C = 0$ V ($B = 0,94$ [-]), b) $V_C = 1,1$ V ($B = 6,9$ [-]), c) $V_C = 2$ V ($B = 11,6$ [-]).	27
Obr. 38: Měřená odezva třetí koncepce zesilovače na sinusový signál při a) $V_C = 0$ V ($B = 0,83$ [-]), b) $V_C = -0,8$ V ($B = 0,48$ [-]), c) $V_C = -1,39$ V ($B = 4$ [-]).	28
Obr. 39: a) Přechodové charakteristiky první koncepce zesilovače, b) detail.	29
Obr. 40: a) Přechodové charakteristiky druhé koncepce zesilovače, b) detail.	29
Obr. 41: První koncepce jako a) ECCII- b) ECCII+ [14].	30
Obr. 42: Schéma rekonfigurovatelného filtru pro odvození přenosu.	31
Obr. 43: Rekonfigurovatelný filtr.	32
Obr. 44: Přenos rekonfigurovatelného filtru.	32
Obr. 45: Fáze přenosu rekonfigurovatelného filtru.	33
Obr. 46: Schéma impedančního konvertoru pro odvození přenosu s ekvivalentní impedancí.	33
Obr. 47: Schéma zapojení impedančního konvertoru.	34
Obr. 48: Závislost impedancí na frekvenci impedančního konvertoru.	35
Obr. 49: Závislost fázového posunu impedancí na frekvenci impedančního konvertoru.	35

SEZNAM TABULEK

Tab. 1: Reálné vlastnosti OPA860 [2].	3
Tab. 2: Reálné vlastnosti napěťového zesilovače VCA810 [3].	5
Tab. 3: Reálné vlastnosti napěťového zesilovače LMH6505 [4].	8
Tab. 4: Simulované a vypočtené proudové zesílení pro první koncepci.	14
Tab. 5: Simulované a vypočtené zesílení pro druhou koncepci.	18
Tab. 6: Simulované a vypočtené zesílení pro třetí koncepci.	21
Tab. 7: Offsetové proudy na výstupech zesilovačů.	27

ÚVOD

Cílem této práce je vytvořit a realizovat funkční model elektronicky říditelného zesilovače proudu, který by se dal následně využít například pro testování obvodů s proudovými zesilovači. Jelikož proudový zesilovač EL2082 je zastaralý, je snahou této práce tento prvek nahradit.

Problémem je, že dostupné elektronicky řízené zesilovače proudu mají špatnou dynamiku a jejich vstupně-výstupní charakteristiky bývají nelineární. Použitím diamantových tranzistorů, které mají dynamiku na dobré úrovni, a napěťových zesilovačů s lineární převodní charakteristikou, by mohlo jít tento fakt vyvrátit. K tomuto účelu poslouží diamantový tranzistor OPA860 a napěťové zesilovače s říditelným ziskem VCA810 a LMH6505. Vytváření a simulace těchto modelů probíhá v prostředí PSpice, které umožňuje tyto modely rychle a přehledně modifikovat i ověřovat, čehož by se při reálném testování špatně dosahovalo.

Navržené modely zesilovačů jsou posléze realizovány jako deska plošných spojů s možností přepojování jednotlivých zapojení. Jednotlivá zapojení jsou podrobena měření, které ukáže jejich funkčnost. Výsledky reálných měření jsou porovnávány s předpokládanými hodnotami simulací.

Pro demonstraci použití jsou v práci předvedeny dvě zapojení. První je rekonfigurovatelný filtr, který je schopný přecházet mezi všepropustným článkem, fázovacím článkem a filtrem typu dolní propust. Druhá realizace nabízí syntetickou cívku s možností regulace ztrát.

Tento dokument je rozdělen na pět částí. V první kapitole je popsáno, jak pracuje diamantový tranzistor a jaké má hlavní parametry. Uvádí se zde také vlastnosti reálného tranzistoru OPA860 a ukázky několika modelů s těmito součástkami. Druhá kapitola pojednává o vlastnostech zesilovačů s říditelným ziskem VCA810 a LMH6505. Navržené modely se simulacemi jsou uvedeny ve třetí kapitole. Čtvrtá kapitola obsahuje popis měřicího přípravku, výsledky měření a jejich porovnání se simulacemi. Poslední kapitola obsahuje některé možné příklady použití navržených zesilovačů.

1 DIAMANTOVÝ TRANZISTOR (DT) A PRINCIP MODELOVÁNÍ S DIAMANTOVÝM TRANZISTOREM

V první kapitole je popsáno, jak modelovat ideální diamantový tranzistor s ukázkou několika jednoduchých příkladů zapojení s tímto prvkem. Také zde budou probrány vlastnosti reálného diamantového tranzistoru.

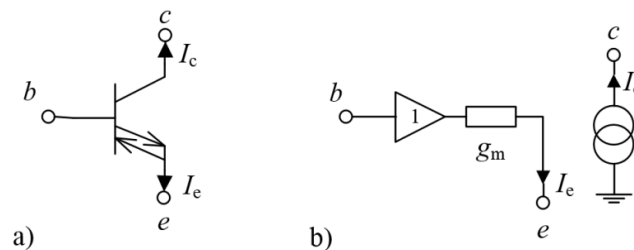
1.1 Ideální model diamantového tranzistoru

Diamantový tranzistor [1] se chová jako pozitivní proudový konvektor (CCII+). Jeho schematická značka je uvedena na obrázku obr. 1 a) a behaviorální model na obr. 1 b). Báze uvedeného modelu diamantového tranzistoru je připojená na ideální zesilovač s nekonečně velkým vstupním odporem a jednotkovým zesílením. Výstup jednotkového zesilovače je přes velmi velkou vodivost g_m vyveden jako emitor modelu tranzistoru. Je zřejmé, že napětí na emitoru je dáno vztahem:

$$U_e = U_b - \frac{I_e}{g_m}, [\text{V}] \quad (1)$$

kde U_b je napětí přivedené na bázi. Proud I_e vystupující z emitoru se rovná proudu kolektoru, který je modelován ideálním zdrojem proudu. Transkonduktance g_m je nastavitelná externím degradačním rezistorem R_E připojeným na emitor, který bývá bezprostředně uzemněn nebo připojen do výstupu napětí (např. napěťového zdroje). Nová a nastavitelná transkonduktance je pak dle [1]:

$$g'_m = \frac{g_m}{1 + g_m \cdot R_E} \cdot [\text{S}] \quad (2)$$



Obr. 1: Diamantový tranzistor a behaviorální model [1].

Jeden z dostupných zastupitelů DT je OPA860 [2]. Napájení součástky je symetrické $\pm 5 \text{ V}$. Tabulka tab. 1 obsahuje informace o typických reálných vlastnostech DT OPA860. Tyto vlastnosti byly vybrány z katalogového listu součástky [2]. Hodnoty v tabulce platí při teplotě okolí 25°C , zátěži $R_L = 500 \Omega$ a obvyklé hodnotě proudu $I_Q = 11,2 \text{ mA}$, který se přivádí rezistorem o hodnotě 250Ω připojeného na napětí -5V . Dalším zastupitelem diamantových tranzistorů je OPA615 [6].

Tab. 1: Reálné vlastnosti OPA860 [2].

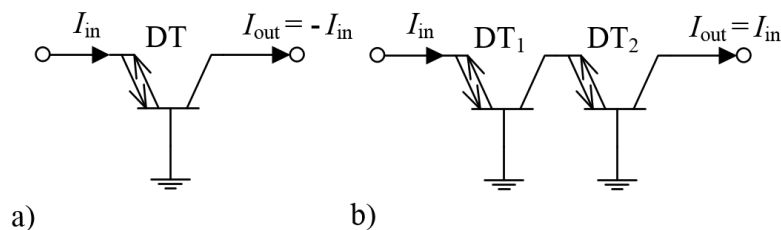
Parametr	Podmínky	hodnota	Jednotka
OTA Transkonduktance	$U_{CC} = \pm 10 \text{ V}, R_c = 0 \Omega, R_e = 0 \Omega$	95	mA/V
b - Vstupní offset napětí	$U_b = 0 \text{ V}, R_c = 0 \Omega, R_e = 100 \Omega$	± 3	mV
b - Vstupní pracovní proud	$U_b = 0 \text{ V}, R_c = 0 \Omega, R_e = 100 \Omega$	± 1	μA
e - Vstupní pracovní proud	$U_b = 0 \text{ V}, U_c = 0 \text{ V}$	± 30	μA
c - Výstupní pracovní proud	$U_b = 0 \text{ V}, U_c = 0 \text{ V}$	± 5	μA
b - Vstupní napěťový rozsah		$\pm 4,2$	V
b - Vstupní impedance		$455 \parallel 2,1$	$\text{k}\Omega \parallel \text{pF}$
e - Vstupně vstupní odpor		10,5	Ω
c - Výstupní impedance		$54 \parallel 2$	$\text{k}\Omega \parallel \text{pF}$
e - Výstupní napěťové meze	$I_e = \pm 1 \text{ mA}$	$\pm 4,2$	V
e - Výstupní proudové meze	$U_e = 0 \text{ V}$	± 15	mA
c - Výstupní napěťové meze	$I_c = \pm 1 \text{ mA}$	$\pm 4,7$	V
c - Výstupní proudové meze	$U_c = 0 \text{ V}$	± 15	mA

1.2 Příklady zapojení s DT

Zapojení s DT může být vzhledem k jejich širokopásmovosti velmi užitečné. Lze jej použít pro modelování základních bloků jako jsou operační transkonduktanční zesilovače (OTA), proudové invertory, proudové sledovače, napěťové a proudové zesilovače, proudové konvejory a ostatní aktivní elementy [1].

1.2.1 Proudový sledovač a invertor

Proudový sledovač a invertor, uvedeny v literatuře [1], využívají možnosti, že proud tekoucí z emitoru DT se v ideálním případě rovná proudu vycházejícímu z kolektoru. Jelikož v zapojení a) na obr. 2 proud do emitoru vstupuje, je výstupní proud se znaménkem mínus. Pokud je požadován pouze sledovač, postačí přidání téhož tranzistoru do série dle obr. 2 b).



Obr. 2: Proudový sledovač a invertor [1].

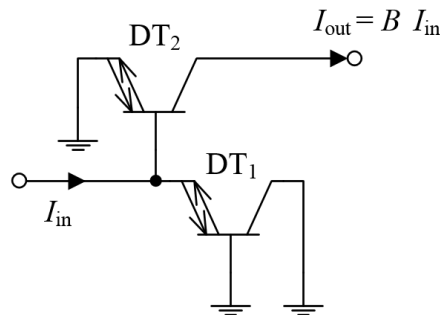
1.2.2 Proudový zesilovač

Vstupní odpor konvenčního proudového zesilovače (viz obr. 3) známého z literatury [1] je:

$$R_{in} = \frac{1}{g_{m1}}. [\Omega] \quad (3)$$

Tranzistor DT_1 realizuje odpor o velikosti převrácené hodnoty g_{m1} a druhý tranzistor DT_2 je zapojen jako OTA. Tato koncepce zesilovače je nevýhodná, protože neumožňuje elektronicky řídit proudové zesílení B . Toto zesílení je dáno poměrem vnitřních vodivostí tranzistorů [1]:

$$B = \frac{g_{m2}}{g_{m1}}. [-] \quad (4)$$

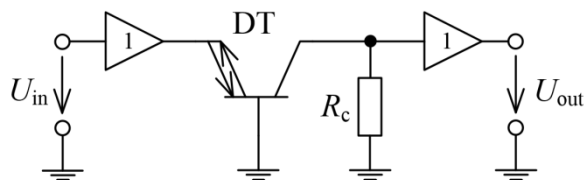


Obr. 3: Proudový zesilovač [1].

1.2.3 Invertující napěťový zesilovač

V tomto zapojení (viz obr. 4), známého z literatury [1], je vstupní napětí U_{in} převedeno tranzistorem DT na proud ($-U_{in} \cdot g_m$) vystupující z kolektoru tranzistoru. Tento proud se pak úbytkem na rezistoru R transformuje na výstupní napětí:

$$U_{out} = -U_{in} \cdot g_m \cdot R_c \cdot [V] \quad (5)$$



Obr. 4: Invertující napěťový zesilovač [1].

2 NAPĚTOVÉ ZESILOVAČE S ŘÍDITELNÝM ZISKEM

2.1 Napět'ový zesilovač VCA810

VCA 810 je širokopásmový zesilovač s napět'ově říditelným ziskem [3]. K napájení součástky je třeba použít symetrického napětí ± 5 V. Zesilovač poskytuje vysoko-impedanční diferenční vstup a jeho zesílení je říditelné v rozsahu -40 dB až 40 dB. Toto zesílení je nastavitelné řídicím napětím V_C a to v rozsahu -2 V pro 40 dB až 0 V pro -40 dB. Napětí V_C mění zesílení dle následujícího vztahu [3]:

$$A = 10^{-2 \cdot (V_C + 1)}. [-] \quad (6)$$

Tato exponenciální závislost je vyjádřena v decibelové míře takto [3]:

$$A_{dB} = -40 \cdot (V_C + 1). [dB] \quad (7)$$

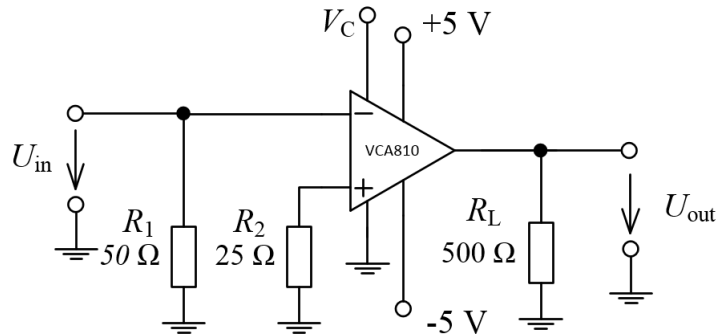
Reálné vlastnosti, převzaté z [3], tohoto zesilovače jsou vypsány v tabulce tab. 2. Typické hodnoty uvedené v tabulce platí při používání součástky v teplotě 25 °C a pro zátěž $R_L = 100 \Omega$.

Tab. 2: Reálné vlastnosti napět'ového zesilovače VCA810 [3].

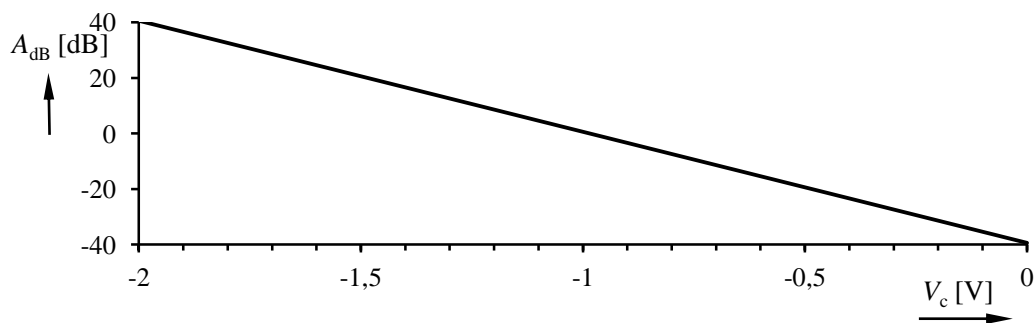
Parametr	Podmínky	hodnota	Jednotka
Malosignální šířka pásma	$-2 \text{ V} \leq V_C \leq 0 \text{ V}$	35	MHz
Výstupní offset napětí (vstupy uzemněny)	$-2 \text{ V} \leq V_C \leq 0 \text{ V}$	± 4	mV
Vstupní offset napětí	Vstupy uzemněny	$\pm 0,1$	mV
Vstupní pracovní proud	$-2 \text{ V} \leq V_C \leq 0 \text{ V}$	-6	μA
Vstupní offsetový proud	$-2 \text{ V} \leq V_C \leq 0 \text{ V}$	± 100	nA
Rozsah vstupního napětí		$\pm 2,4$	V
Vstupní impedance	$U_{CM} = 0 \text{ V}$, mezi vstupem a zemí	1 1	M Ω pF
Vstupní impedance	$U_{CM} = 0 \text{ V}$, mezi vstupy	>10 >2	M Ω pF
Výstupní napět'ový rozsah	$V_C = -2 \text{ V}$, $R_L = 100 \Omega$	$\pm 1,8$	V
Výstupní proud	$V_0 = 0 \text{ V}$	± 60	mA
Výstupní impedance	$U_{out} = 0 \text{ V}$, $f < 100\text{kHz}$	0.2	Ω

2.1.1 Analýza zesílení zesilovače

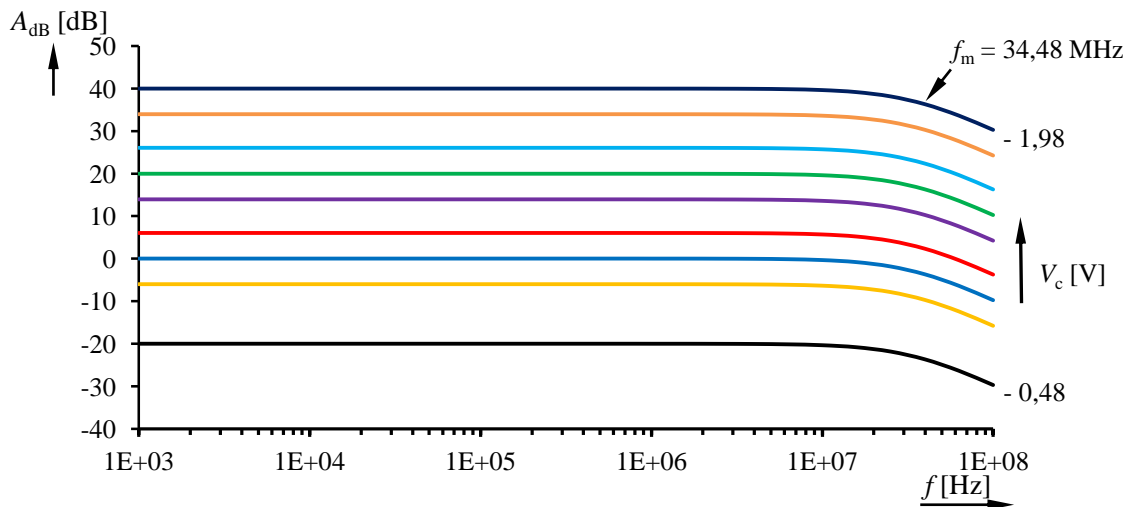
Pro testování zesilovače bylo zvoleno jednoduché invertující zapojení (viz obr. 5), kde je rozmítáno řídicí napětí V_C , tak aby zesílení bylo 0,1; 0,5; 1; 2; 5; 10; 20; 50; 100. Ze simulovaných charakteristik (viz obr. 6, obr. 7 a obr. 8) je vidět, že závislost zesílení v decibelech na řídicím napětí V_C je lineární a odpovídá vztahu (7). Ze závislosti zisku na frekvenci je odečtena mezní frekvence o poklesu 3 dB v hodnotě $f_m = 34,48$ MHz, tato frekvence je stejná pro všechny křivky.



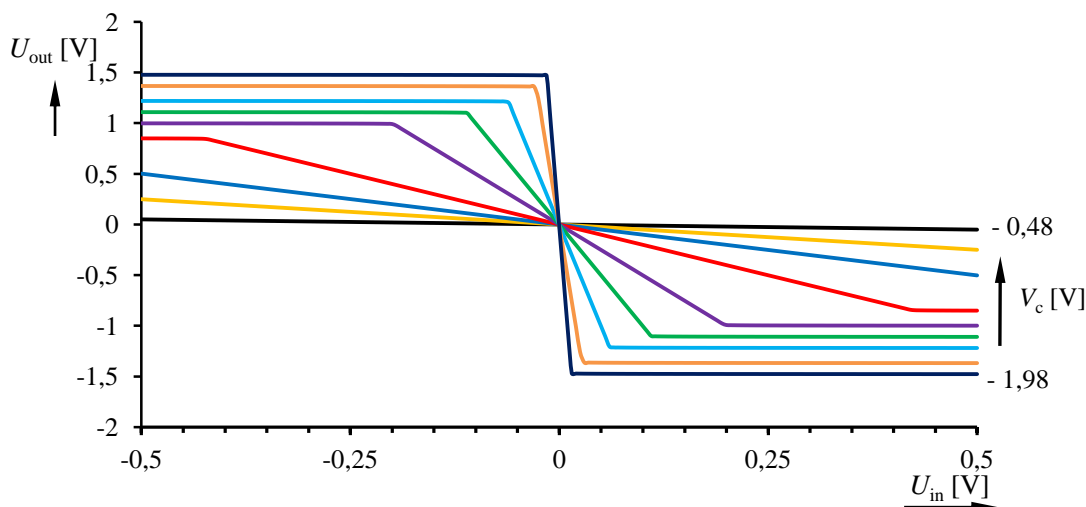
Obr. 5: Základní zapojení zesilovače s VCA810, převzaté z [3].



Obr. 6: Závislost zisku na řídicím napětí V_C napěťového zesilovače s VCA810.



Obr. 7: Závislosti zisků na frekvenci napěťového zesilovače s VCA810.



Obr. 8: Stejnoseměrné přechodové charakteristiky napěťového zesilovače s VCA810.

2.2 Napěťový zesilovač LMH6505

LMH6505 je také napěťový zesilovač s říditelným ziskem [4]. Je použitelný pro širokopásmové aplikace a může přímo řídit nízko-impedanční zátěž. Nastavitelný rozsah zisku je až 80 dB pro frekvence menší jak 10 MHz. Tento zisk je nastaven vstupním řídicím napětím V_C . Napěťový offset je menší než 55 mV a to v celém rozsahu napěťově říditelného zisku.

Tato součástka má specifické zesílení $A_{VMAX} = 9,4$ [-], ale toto zesílení lze měnit v rozsahu 2 až 100 externími součástkami a to rezistory R_F a R_G dle obr. 9. Díky možnosti vzniku offsetu, šumu a zkreslení výstupního napětí, není vhodné používat zesílení A_{VMAX} ve vysokých hodnotách. Závislost zesílení na změně těchto externích součástek je následující [4]:

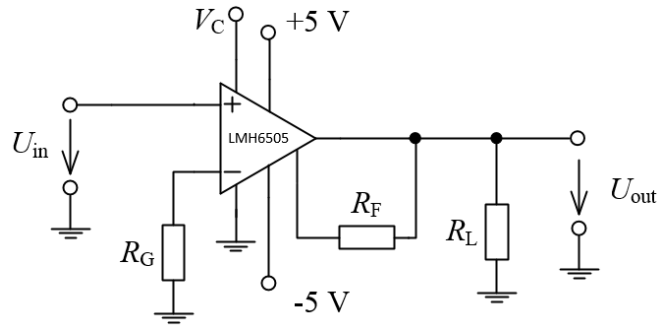
$$A_{VMAX} = \frac{R_F}{R_G} \cdot M, [-] \quad (8)$$

kde M je konstantní hodnota o velikosti 0,940. Jak již bylo řečeno zisk LMH6505 [4] lze také měnit pomocí vstupního napětí V_C . Tímto napětím lze dle výrobce měnit zisk součástky od -85 dB ($V_C = 0$ V) do 20 dB ($V_C = 2$ V), pro nastavení specifického zesílení na hodnotu 9,4. Výsledné zesílení zesilovače je tedy dáno následujícím vztahem [4]:

$$A = M \cdot \frac{R_F}{R_G} \cdot \frac{1}{1 + e^{\left[\frac{N - V_C}{V_A}\right]}}, [-] \quad (9)$$

kde jsou konstanty $M = 0,940$ [-], $N = 1,01$ V a napětí $V_A = 97$ mV, který platí při použití součástky v pokojové teplotě 25 °C. Vztah (9) platí pro nejhorší případ.

Výsledky simulací a měření se mohou lišit.



Obr. 9: Typické zapojení s napěťovým zesilovačem LMH6505 [4].

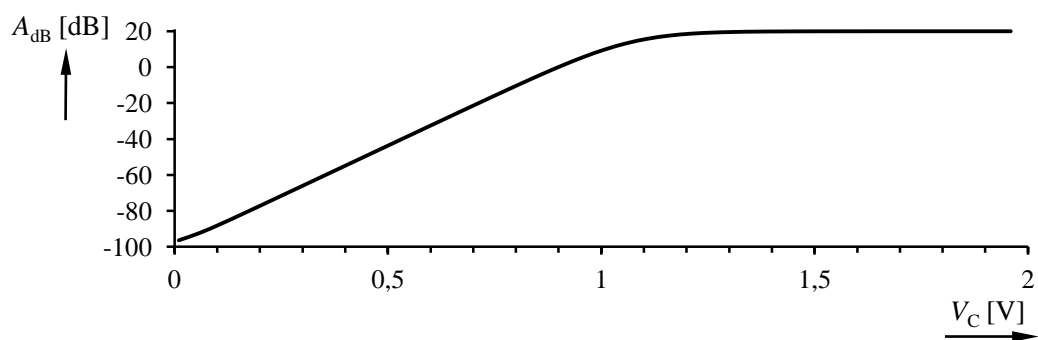
Základní reálné vlastnosti součástky, vypsané z [4], jsou uvedeny v tabulce tab. 3. Hodnoty platí za podmínek $U_{CC} = \pm 5 \text{ V}$, $A_{VMAX} = 9,4 [-]$, $R_F = 1 \text{ k}\Omega$, $R_G = 100 \text{ }\Omega$, $U_{in} = \pm 0,1 \text{ V}$, $R_L = 100 \text{ }\Omega$, $V_C = 2 \text{ V}$ a teploty $25 \text{ }^\circ\text{C}$.

Tab. 3: Reálné vlastnosti napěťového zesilovače LMH6505 [4].

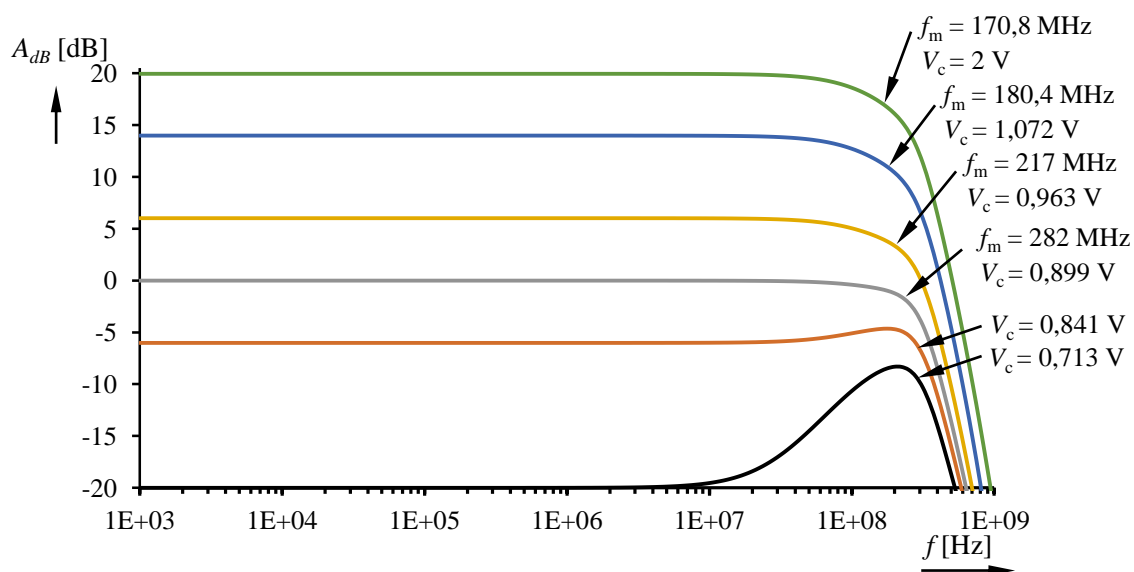
Parametr	Podmínky	hodnota	Jednotka	min/max
Vstupní napěťový rozsah	R_G otevřený	± 3	V	Typ
Vstupní napěťový rozsah	$R_G = 100 \text{ }\Omega$	$\pm 0,74$	V	Typ
R_G proud	Pin 3	$\pm 7,4$	mA	Typ
Pracovní proud	Pin 2	-0,6	μA	Typ
Výstupní napěťový rozsah	R_G otevřený	$\pm 3,1$	V	Typ
Výstupní napěťový rozsah	$R_G = 100 \text{ }\Omega$	$\pm 2,4$	V	Typ
Vstupní impedance	Pin 2	$7 \parallel 2,8$	$\text{M}\Omega \parallel \text{pF}$	Typ
Výstupní impedance	Stejnoseměrně	0,12	Ω	Typ
Výstupní proud	$U_{out} = \pm 4 \text{ V}$	± 80	mA	Typ
Výstupní offset napětí	$0 \text{ V} \leq V_C \leq 2 \text{ V}$	± 10	mV	Typ
Výstupní offset napětí	$0 \text{ V} \leq V_C \leq 2 \text{ V}$	± 55	mV	Max

2.2.1 Typická aplikace a její simulace

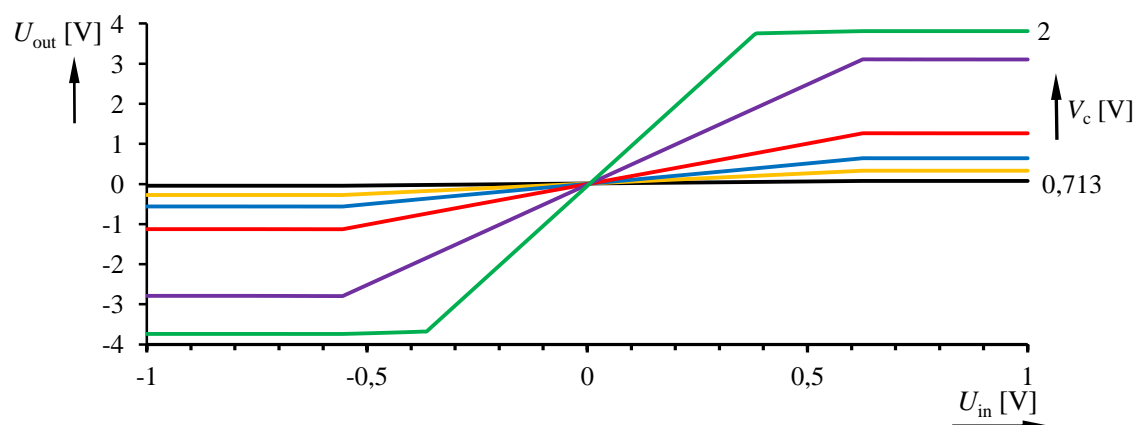
V simulaci obvodu na obrázku (obr. 9) bylo nastaveno součástkami $R_F = 1 \text{ k}\Omega$ a $R_G = 100 \text{ }\Omega$ specifické zesílení $A_{VMAX} = 9,4 [-]$ a hodnota zatěžovacího odporu $R_L = 100 \text{ }\Omega$. Ze závislosti zisku na řídicím napětí (viz obr. 10) bylo pro simulace určeno šest základních zesílení (0,1; 0,5; 1; 2; 5; 10) a jim odpovídající řídicí napětí V_C . Simulované charakteristiky jsou zobrazeny na obrázcích obr. 11 a obr. 12.



Obr. 10: Závislost zisku na řídicím napětí V_C napět'ového zesilovače s LMH6505.



Obr. 11: Závislosti zisků na frekvenci napět'ového zesilovače s LMH6505.



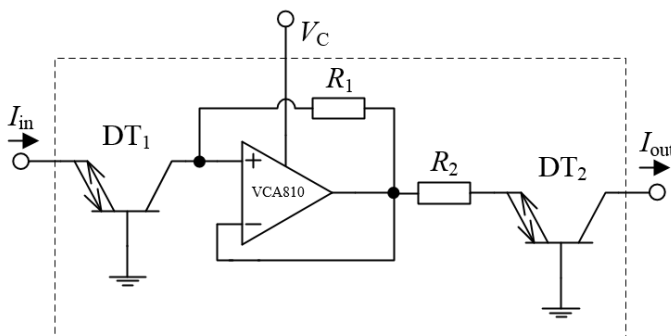
Obr. 12: Stejnoseměrné přechodové charakteristiky napět'ového zesilovače s LMH6505.

3 VLASTNÍ NÁVRH A SIMULACE PROUDOVÝCH ZESILOVAČŮ

3.1 První koncepce proudového zesilovače

V prvním zapojení proudového zesilovače s říditelným ziskem (viz obr. 13) je využito dvou diamantových tranzistorů OPA860 [2] a zesilovače s diferenčním vstupem VCA810 [3]. Na vstupu obvodu je diamantový tranzistor DT_1 zapojený jako proudový sledovač, který převádí vstupní proud, tekoucí do emitoru tranzistoru na proud, tekoucí z kolektoru. Tento proud protéká odporem R_1 , na kterém vzniká úbytek napětí U_{R_1} . Toto napětí se nachází na neinverujícím vstupu napěťového zesilovače VCA810 [3]. Zesilovač napětí zesílí a zesílené napětí zvýší proud tekoucí odporem R_2 . Tento proud je sledovačem DT_2 převeden na výstup zesilovače.

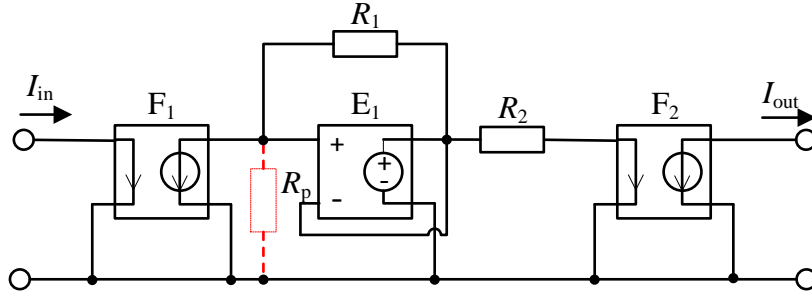
Zisk zesilovače je řízen vstupním napětím V_C , které může být v rozsahu -2 V až 0 V. Nejnižší napětí odpovídá nejvyššímu zesílení a napětí nula voltů největšímu zeslabení. V zapojení není pro zjednodušení zakreslena napájecí část obvodu.



Obr. 13: První koncepce proudového zesilovače řízeného napětím.

3.1.1 Odvození přenosu

K odvození přenosu zapojení zesilovače bylo využito programu SNAP [9]. Napěťový zesilovač byl nahrazen ideálním zdrojem napětí řízený napětím (VCVS). Místo diamantových tranzistorů DT_1 a DT_2 byly vloženy proudové zdroje řízené proudem (CCCS) s jednotkovým zesílením. Odpor R_p je parazitní součástka, která realizuje vstupní odpor zesilovače a výstupní odpor diamantového tranzistoru. Výsledné zapojení pro odvození přenosu je zobrazeno na obr. 14.



Obr. 14: Schéma zapojení první koncepce pro odvození přenosu.

Proudové zesílení celého zapojení bez vlivu parazitního odporu R_p , odvozené programem SNAP [9], je po úpravě a dosazení jednotkového zesílení zdrojů F_1 a F_2 následující:

$$B = \frac{R_1}{R_2} \cdot A. [-] \quad (10)$$

Pokud však počítáme i s parazitními vlastnostmi součástek v podobě rezistoru R_p je vztah pro proudové zesílení:

$$B = \frac{A}{\frac{R_2}{R_p} \cdot (1+A) + \frac{R_2}{R_1}}. [-] \quad (11)$$

Kde A je napěťové zesílení řízeného zdroje E_1 , který simuluje ideální napěťový zesilovač VCA810 [3]. Toto zesílení je však závislé na napětí V_C . Po dosazení rovnice (6) do předchozích rovnic, získáme vztahy pro proudové zesílení celé koncepce:

$$B = \frac{R_1}{R_2} \cdot 10^{-2 \cdot (V_C + 1)}. [-] \quad (12)$$

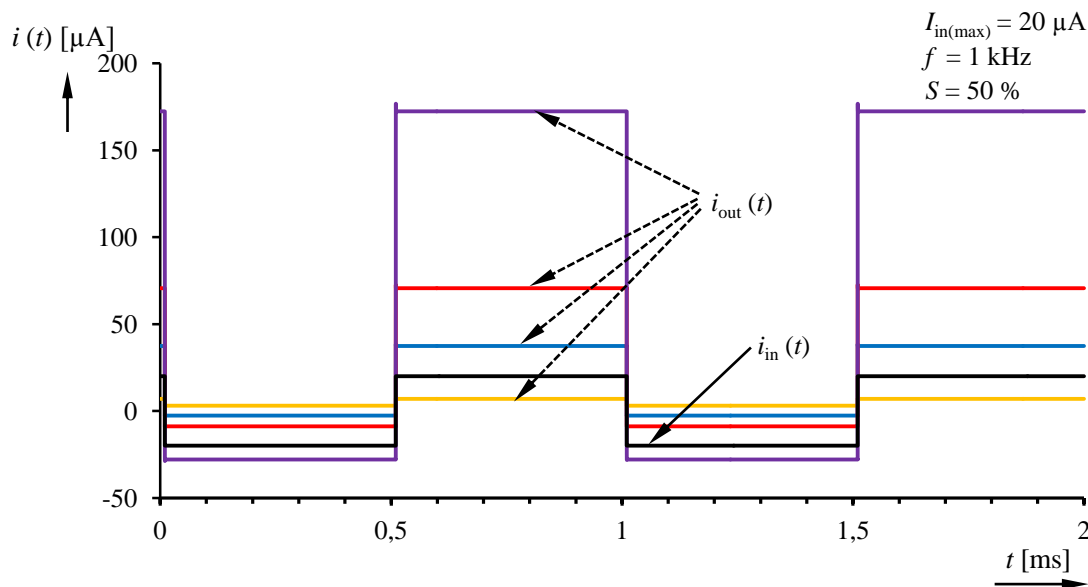
$$B = \frac{10^{-2 \cdot (V_C + 1)}}{\frac{R_2}{R_p} \cdot (1 + 10^{-2 \cdot (V_C + 1)}) + \frac{R_2}{R_1}}. [-] \quad (13)$$

3.1.2 Simulace zapojení

Dále bude simulován obvod se zpětnou záměnou řízených zdrojů na diamantové tranzistory OPA860 [2] a napěťový zesilovač VCA810 [3]. Pro všechny následující simulace byly hodnoty odporů R_1 a R_2 zvoleny o velikosti 1 k Ω . Diamantové tranzistory a napěťové zesilovače jsou napájeny symetrickým napětím ± 5 V a vstupní proud I_Q , určující vlastnosti diamantového tranzistoru, byl nastaven na obvyklou hodnotu 11,2 mA. Celá simulovaná zapojení všech koncepcí jsou uvedena v příloze.

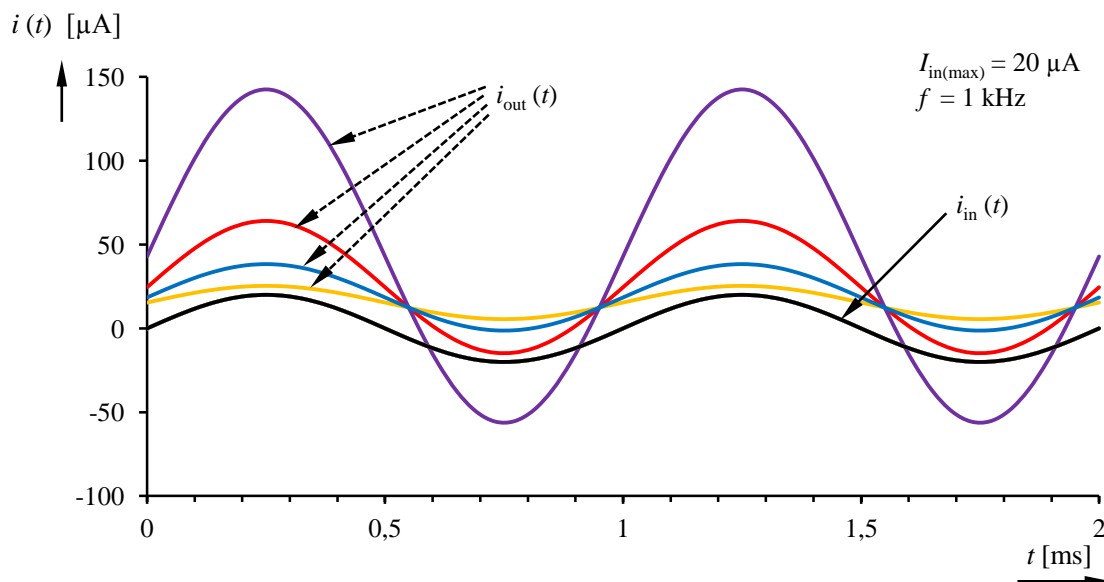
Nejdříve se zaměříme na časovou analýzu obvodu, kde na vstup je připojen zdroj obdélníkového či sinusového proudu, a ověříme zda je obvod stabilní. Pro simulaci průběhů bude nastaveno rozmitání řídicího napětí V_C o hodnotách, které odpovídají zesílení proudového zesilovače 0,5; 1; 2; 5 krát.

Odezva obvodu na obdélníkový signál (viz obr. 15) má stejnosměrný posun do kladných hodnot proudu. Vlastnosti vstupního zdroje jsou vždy uvedené v pravém horním rohu grafu. Veličina S značí střihu vstupního obdélníkového signálu, $I_{in(max)}$ maximální hodnotu vstupního signálu a f frekvenci.



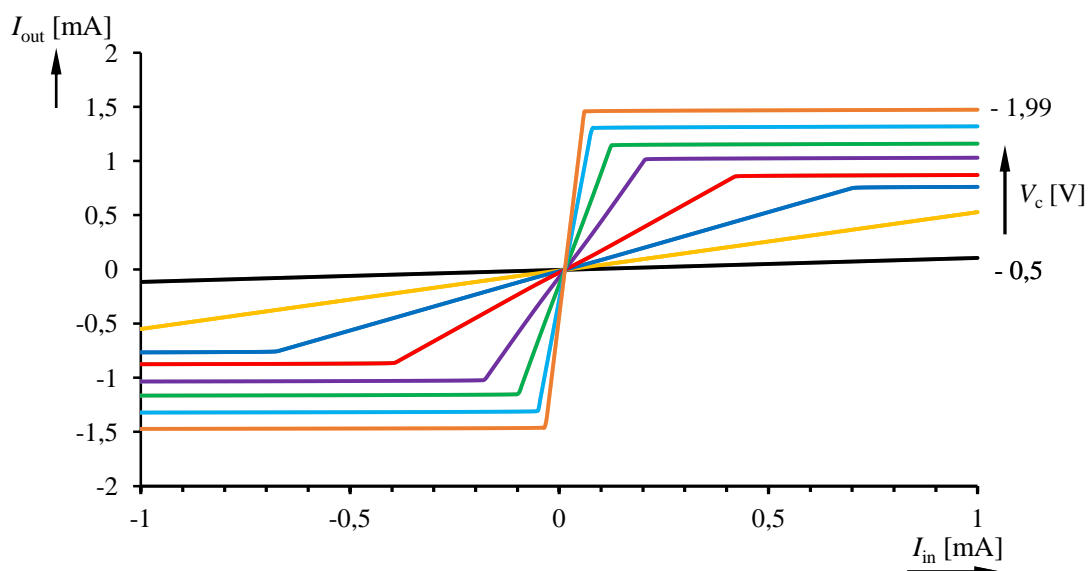
Obr. 15: Odezva první koncepce na obdélníkový signál.

Buzením obvodu sinusovým signálem dostáváme průběhy (viz obr. 16). Výstupní proud má opět kladný offset, který se zvyšuje se vzrůstajícím zesílením. Příčinou tohoto posunu může být vysoký výstupní offset napěťového zesilovače VCA810 [3].

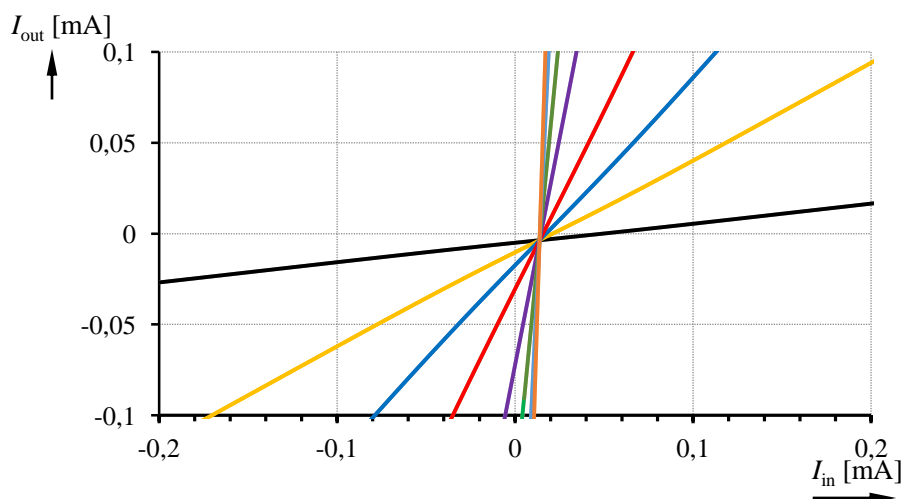


Obr. 16: Odezva první koncepce na sinusový signál.

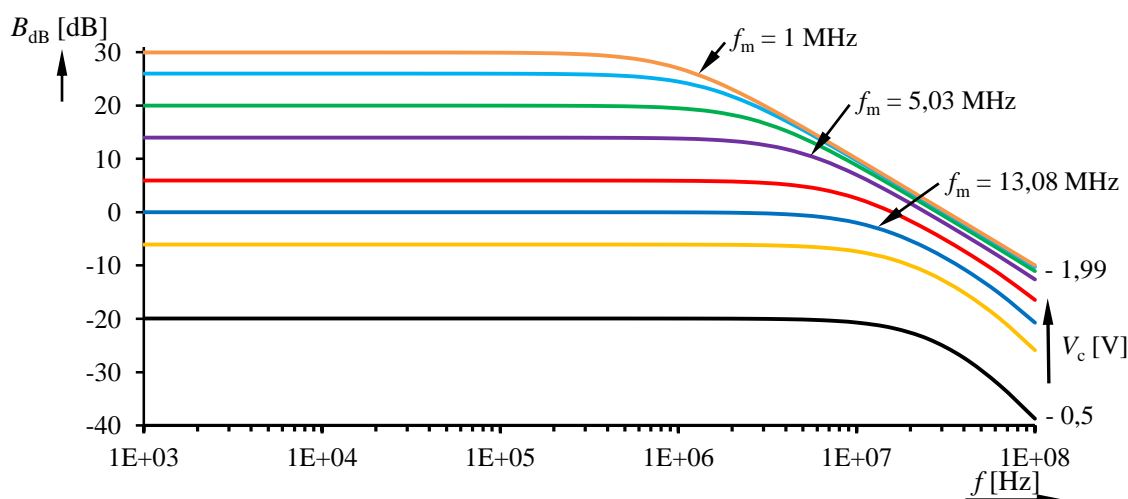
Přechodové charakteristiky (viz obr. 17) a přenosové charakteristiky obvodu jsou simulovány v rozsahu řídicího napětí $-0,5$ V až $1,99$ V (odpovídající proudové zesílení 0,1; 0,5; 1; 2; 5; 10; 20; 31krát). Zesílení 31 krát je maximální dosažitelné zesílení tohoto obvodu. Z detailu přechodových charakteristik (viz obr. 18) je znatelný mírný napěťový offset. V přenosové charakteristice (viz obr. 19) je zobrazeno několik hodnot mezní frekvence pro pokles o 3 dB. Se vzrůstajícím zesílením se tato frekvence zmenšuje.



Obr. 17: Přechodové charakteristiky první koncepce.



Obr. 18: Detail přechodových charakteristik první koncepce.

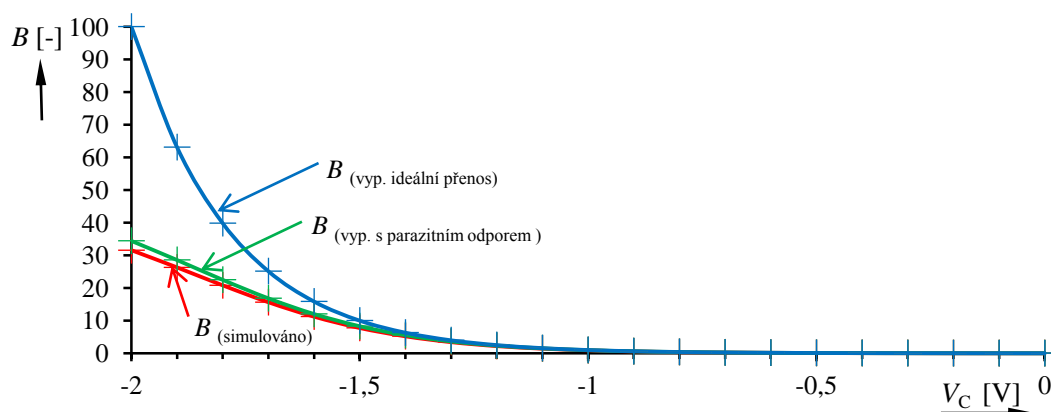


Obr. 19: Přenosové charakteristiky první koncepce.

Tabulka tab. 4 ukazuje rozdíl hodnot proudového zesílení, odečteného ze simulace v programu PSpice [8], a hodnot vypočítaných dle rovnic (12, 13). Hodnoty jsou vypočteny pro $R_p = 51 \text{ k}\Omega$, který odpovídá paralelní kombinaci vstupního odporu napěťového zesilovače a kolektorového odporu DT. Hodnoty v tabulce, při uvážení parazitního odporu, se téměř shodují s hodnotami simulovanými. Z této tabulky byla sestrojena závislost simulovaného a vypočteného zesílení B na řídicím napětí V_c (viz obr. 20).

Tab. 4: Simulované a vypočtené proudové zesílení pro první koncepci.

V_c [V]	B (vyp. ideální přenos) [-]	B (vyp. s parazitním odporem) [-]	B (simulováno) [-]
-2	100,00	34,42	30,52
-1,9	63,10	28,56	26,26
-1,8	39,81	22,49	20,78
-1,7	25,12	16,83	15,62
-1,6	15,85	12,03	11,21
-1,5	10,00	8,28	7,75
-1,4	6,31	5,54	5,21
-1,3	3,98	3,64	3,43
-1,2	2,51	2,36	2,22
-1,1	1,58	1,51	1,43
-1	1,00	0,96	0,92
-0,9	0,63	0,61	0,59
-0,8	0,40	0,39	0,37
-0,7	0,25	0,25	0,24
-0,6	0,16	0,16	0,16
-0,5	0,10	0,10	0,10
-0,4	0,06	0,06	0,07
-0,3	0,04	0,04	0,05
-0,2	0,03	0,02	0,03
-0,1	0,02	0,02	0,02
0	0,01	0,01	0,02



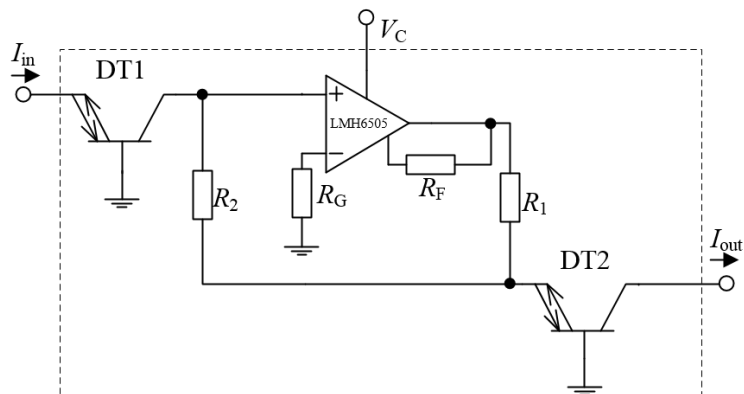
Obr. 20: Graf závislosti $B = f(V_C)$ první koncepce.

3.2 Druhá koncepce proudového zesilovače

Další navržená možnost zapojení proudového zesilovače (viz obr. 21) je obdobná, namísto napěťového zesilovače VCA810 [3] je použit zesilovač LMH6505 [4]. Jelikož tento zesilovač nemá možnost diferenčního vstupu, bylo nutné obvod s touto součástí přizpůsobit.

Diamantové tranzistory DT_1 a DT_2 plní stejnou funkci jako v předchozím případě. Veškerý proud I_{R_2} , vystupující ze sledovače realizovaného tranzistorem DT_1 , vtéká do odporu R_2 , protože zesilovač LMH6505 [4] má velmi vysoký vstupní odpor. Tento proud vytváří na odporu R_2 úbytek napětí, který je zesilovačem LMH6505 [4] zesílen. Zesílené napětí na výstupu zesilovače je odporem R_1 převedeno na proud I_{R_1} . Tyto proudy I_{R_1} a I_{R_2} se pak v uzlu sečtou a přes tranzistor DT_2 se dostanou na výstup.

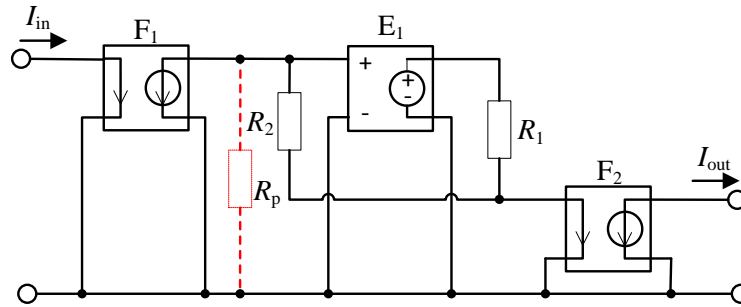
Rezistory R_G a R_F slouží k nastavení stálého zesílení součástky LMH6505 [4], zde je použita doporučená kombinace odporů $100\ \Omega$ a $1\ \text{k}\Omega$. Tato kombinace nastaví specifické zesílení na $A_{V\text{MAX}} = 9,4$ [-]. Další možnost změny proudového zesílení je pomocí řídicího napětí V_C v rozsahu $0\ \text{V}$ až $2\ \text{V}$. Výsledné zesílení při změně řídicího napětí bude ověřeno v následujících simulacích.



Obr. 21: Druhá koncepce proudového zesilovače řízeného napětím.

3.2.1 Odvození přenosu

Pro odvození proudového zesílení bylo použito schématu na obr. 22. Zapojení se skládá z řízených zdrojů, které idealizují reálné součástky, a rezistorů R_1 , R_2 a R_p . Rezistor R_p je opět parazitní součástka, která je paralelní kombinací vstupního odporu VCA a výstupního odporu DT.



Obr. 22: Schéma zapojení druhé koncepce pro odvození přenosu.

Výsledné proudové zesílení bez uvážení odporu R_p , po úpravě a dosazení jednotkového zesílení řízených zdrojů F_1 a F_2 , je:

$$B = 1 + A \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot [-] \quad (14)$$

S uvážením parazitního odporu R_p je proudové zesílení:

$$B = \frac{R_1 \cdot R_p + R_2 \cdot R_p \cdot A}{R_1 \cdot R_p + R_1 \cdot R_2} \cdot [-] \quad (15)$$

Kde A je napěťové zesílení řízeného zdroje E_1 . Ze vztahu je patrné, že proudové zesílení celého systému nebude, v případě použití řízeného zesilovače s kladným zesílením, menší než jedna. Ale například při aplikaci násobičky AD835 [5] jako VCA (Voltage Controlled Amplifier), získáme možnost měnění polaroty zesílení A , což umožní nastavení proudového zesílení zesilovače menší než jedna. Pokud se však zamění vstupy řízeného zdroje E_2 . Dostaneme vztah:

$$B = 1 - A \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot [-] \quad (16)$$

u kterého lze dosáhnout menšího proudového zesílení než jedna, ale pro hodnotu $A > 1$ je to invertující zesilovač. Po dosazení vztahu (9), pro výpočet napěťového zesílení zesilovače LMH6505 [4], do rovnic přenosu druhé koncepce zapojení (14, 15) vychází výsledné přenosy zapojení bez a s parazitními vlivy:

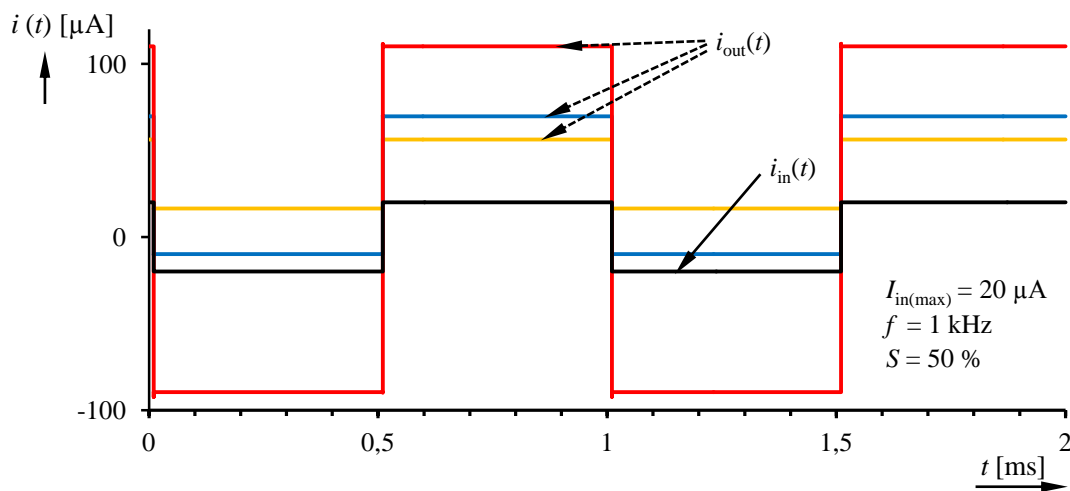
$$B = 1 + \frac{R_2}{R_1} \cdot M \cdot \frac{R_F}{R_G} \cdot \frac{1}{1 + e^{\left[\frac{N - V_C}{V_A} \right]}} \cdot [-] \quad (17)$$

$$B = \frac{R_1 \cdot R_p + R_2 \cdot R_p \cdot M \cdot \frac{R_F}{R_G} \cdot \frac{1}{1 + e^{\frac{N - V_C}{V_A}}}}{R_1 \cdot R_p + R_1 \cdot R_2} [-] \quad (18)$$

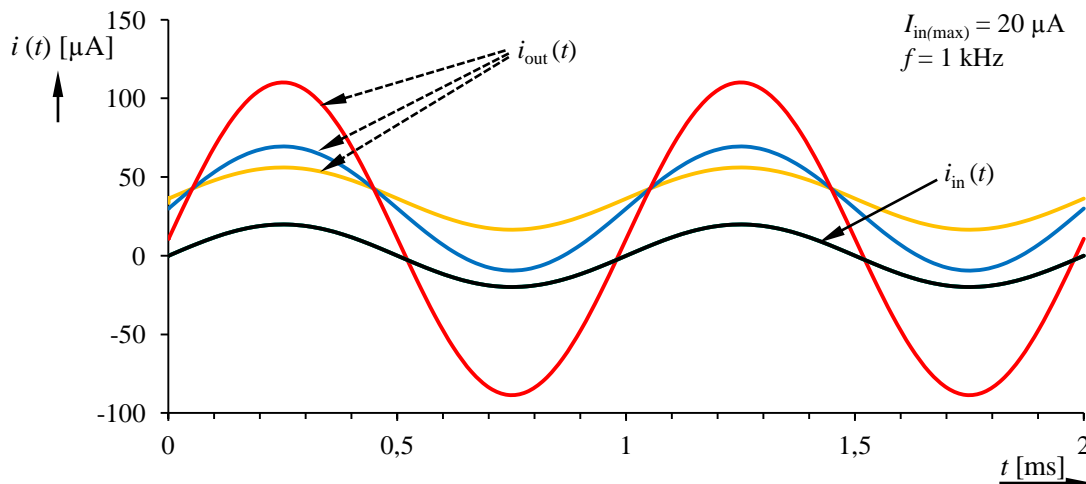
Kde jsou konstanty $M = 0,940[-]$, $N = 1,01\text{V}$ a $V_A = 97\text{mV}$. Odpory R_F a R_G nastavují specifické zesílení součástky LMH6505 [4] a napětí V_C slouží k řízení zesílení celého proudového zesilovače.

3.2.2 Simulace zapojení

Časové průběhy na obr. 23 a obr. 24 jsou simulovány pro proudové zesílení koncepce 1; 2; 5 krát. I toto zapojení zesilovače má znatelný proměnný výstupní offset proudu.



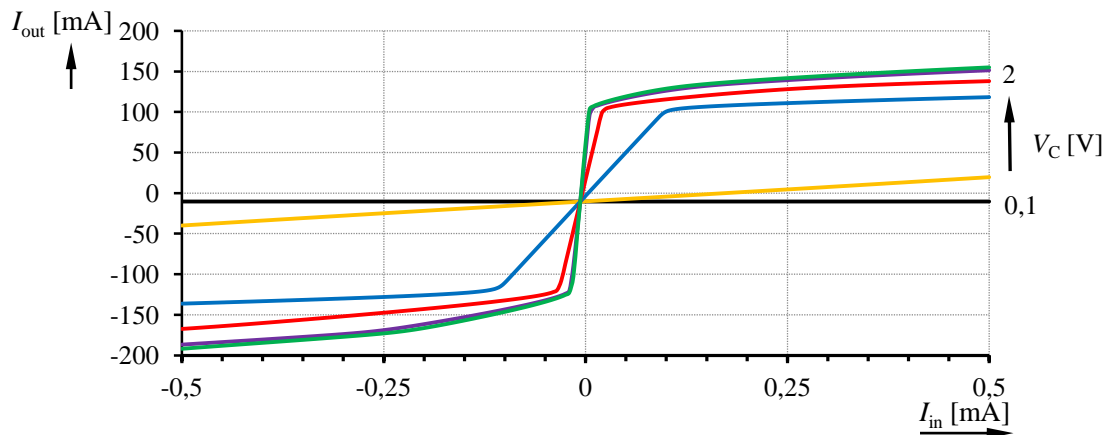
Obr. 23: Odezva druhé koncepce na obdélníkový signál.



Obr. 24: Odezva druhé koncepce na sinusový signál.

Tento zesilovač má dle simulací proudové zesílení od 0,94 do 11,62 krát, proto hodnoty řídicího napětí V_C tohoto zesilovače byly pro následující simulace zvoleny tak,

aby proudové zesílení celé koncepce bylo $B = 0,94; 1; 2; 5; 10; 11,62$ [-]. Výsledné vstupně - výstupní charakteristiky jsou zobrazeny na obr. 25. V těchto charakteristikách je znatelný malý záporný offset -10,5 mA, ale dle předchozích časových simulací by se offset měl pohybovat se zesílením zesilovače.

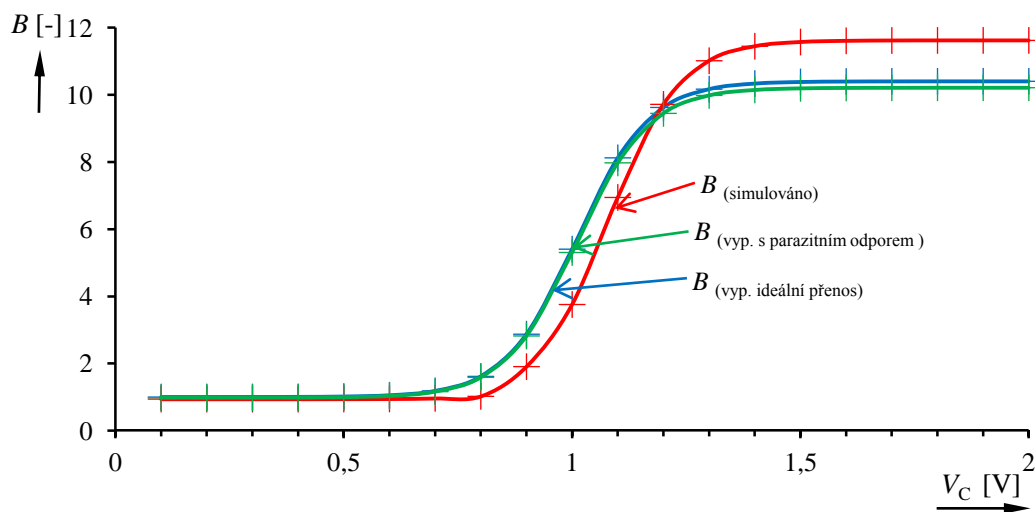


Obr. 25: Přechodové charakteristiky druhé koncepce zesilovače.

Tabulka tab. 5 ukazuje závislost vypočtených proudových zesílení ze vztahů (17, 18) a změřeného zesílení v simulaci programu PSpice [8], na změně vstupního řídicího napětí V_C (viz obr. 26). Tato tabulka byla vypočítána (simulována) pro hodnoty rezistorů $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_p = 53,6 \text{ k}\Omega$, $R_G = 100 \Omega$ a $R_F = 1 \text{ k}\Omega$. Parazitní odpor R_p je paralelní kombinací vstupního odporu VCA a výstupního odporu DT. Hodnoty v tabulce jsou mírně odlišné, což může být způsobeno tím, že dle katalogu rovnice (9) simuluje zesílení součástky LMH6505 [4] pouze přibližně.

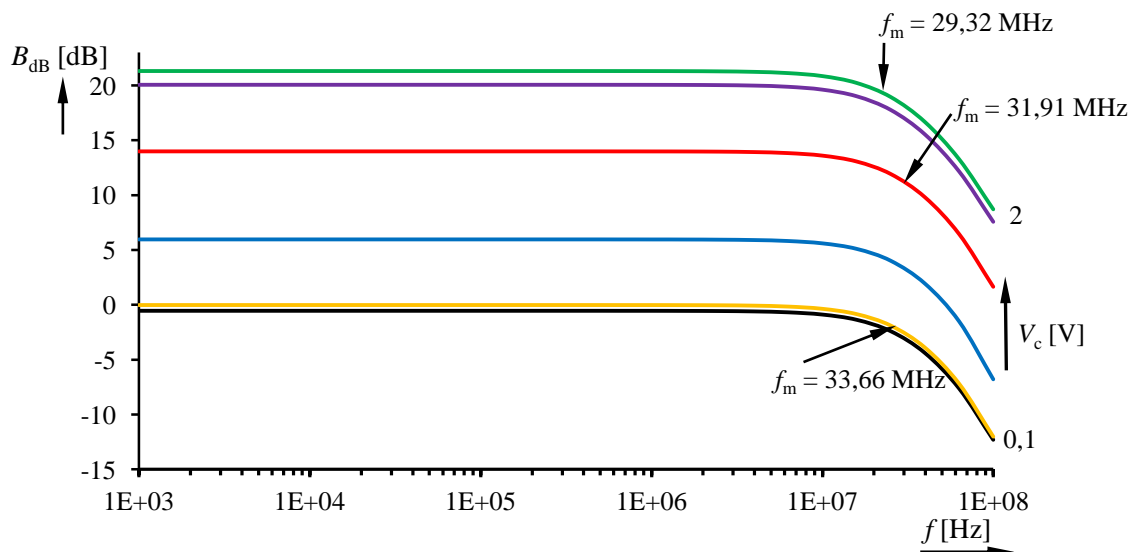
Tab. 5: Simulované a vypočtené zesílení pro druhou koncepci.

V_C [V]	B (vyp. ideální přenos) [-]	B (vyp. s parazitním odporem) [-]	B (simulováno) [-]
0,1	1,00	0,98	0,94
0,2	1,00	0,98	0,94
0,3	1,00	0,98	0,94
0,4	1,00	0,99	0,94
0,5	1,01	1,00	0,94
0,6	1,05	1,03	0,95
0,7	1,18	1,16	0,96
0,8	1,62	1,59	1,02
0,9	2,87	2,82	1,91
1	5,40	5,30	3,76
1,1	8,12	7,97	6,94
1,2	9,62	9,45	9,71
1,3	10,17	9,98	11,01
1,4	10,33	10,14	11,44
1,5	10,38	10,19	11,57
1,6	10,39	10,20	11,61
1,7	10,40	10,21	11,62
1,8	10,40	10,21	11,62
1,9	10,40	10,21	11,62
2	10,40	10,21	11,62



Obr. 26: Graf závislosti $B = f(V_C)$ druhé koncepce.

V přenosových charakteristikách (viz obr. 27) jsou vyznačeny mezní frekvence pro pokles o 3 dB. Tato koncepce obvodu nedosahuje tak vysokých zisků jako první koncepce, ale má mnohem vyšší mezní frekvence a to v celém rozsahu simulovaných zisků.



Obr. 27: Přenosové charakteristiky druhé koncepce.

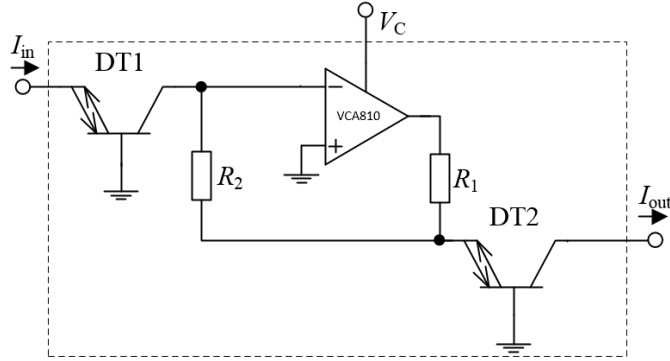
3.3 Další možnosti zapojení

Využitím jednoho ze dvou vstupů napěťového zesilovače VCA810 [3], lze z předchozí varianty se zesilovačem LMH6505 [4] sestavit další dvě zapojení. Na obr. 28 je užito invertujícího vstupu, tudíž obvod simuluje funkci vyjádřenou rovnicí (16). Rovnice pro proudové zesílení této koncepce bez parazitních vlastností je:

$$B = 1 - \frac{R_2}{R_1} \cdot 10^{-2} \cdot (V_c + 1) \cdot [-] \quad (19)$$

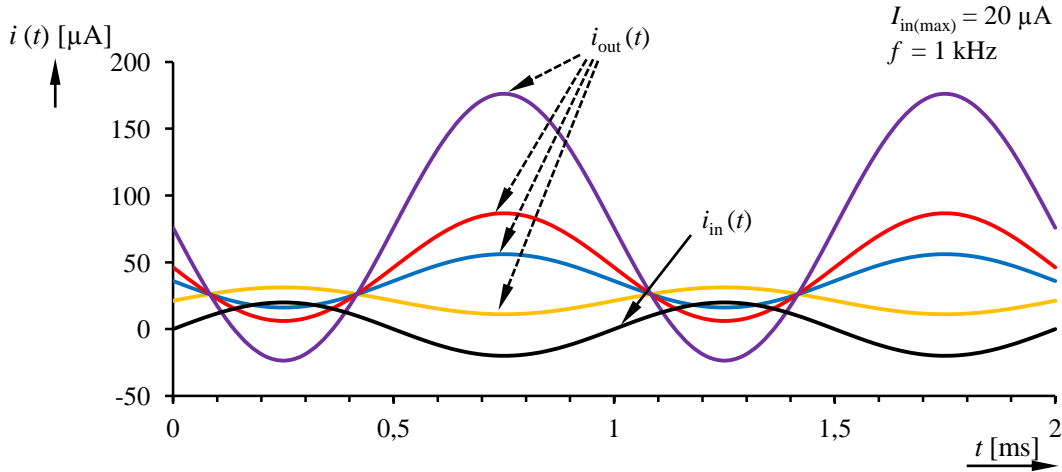
S uvážením parazitního odporu R_p , který se nachází mezi zemí a invertujícím vstupem VCA, je proudové zesílení:

$$B = \frac{R_1 \cdot R_p - R_2 \cdot R_p \cdot 10^{-2} \cdot (V_c + 1)}{R_1 \cdot R_p + R_1 \cdot R_2} \cdot [-] \quad (20)$$



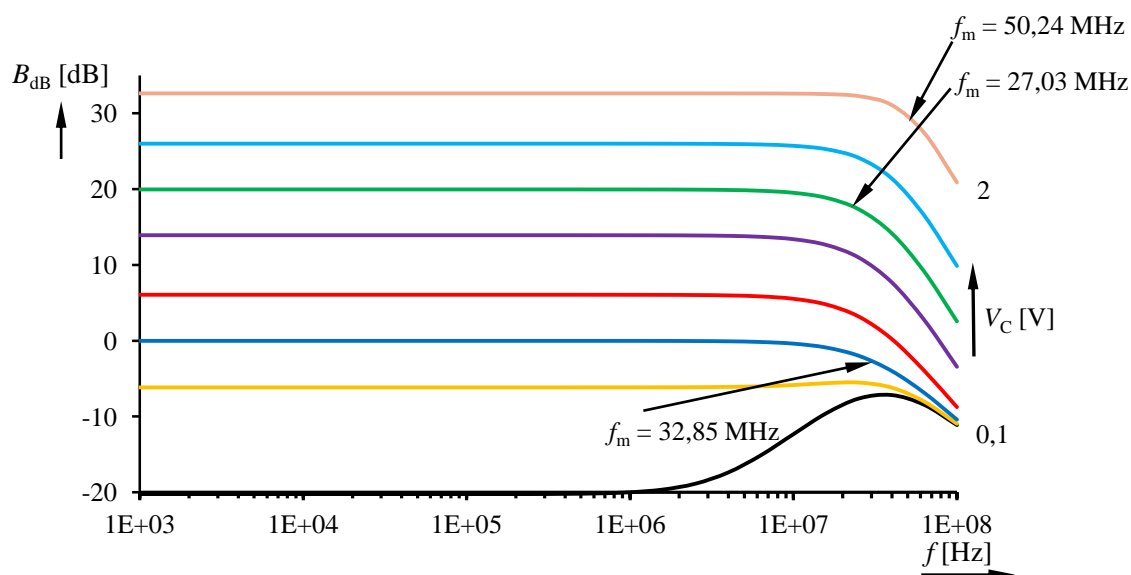
Obr. 28: Třetí koncepce zapojení proudového zesilovače.

Simulace jsou prováděny pro zesílení 0,5; 1; 2; 5 krát pro časovou analýzu a 0,1; 0,5; 1; 2; 5; 10; 20; 42,8 krát pro střídavou analýzu, kde zesílení 42,8 krát je maximální dosažitelné proudové zesílení obvodu. Z časové analýzy obvodu (viz obr. 29) je vidět, že obvod při zesílení napěťového zesilovače $A > 1$ otáčí fázi výstupního proudu. I u těchto simulovaných výsledků je znatelný stejnosměrný offset výstupního proudu.



Obr. 29: Odezva třetí koncepce na sinusový signál.

Simulací přenosové charakteristiky (viz obr. 30) byli zjištěny mezní frekvence, které se při zvyšování zisku zvětšují. V porovnání s použitím součástky LMH6505 [4] jsou tyto frekvence nižší. Díky vyššímu zesílení zesilovače VCA810 [3] dosahuje nejvyšší charakteristika zisk 32,6 dB, což je o 2dB více než nejvyšší simulovaný zisk první koncepce obvodu.

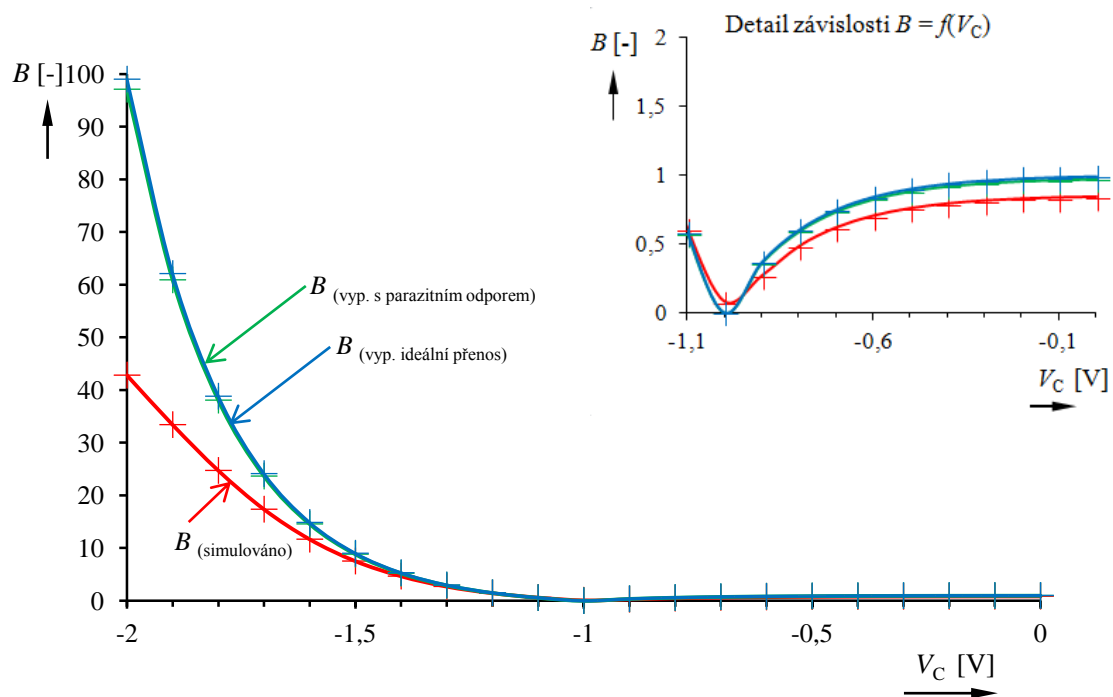


Obr. 30: Přenosové charakteristiky třetí koncepce.

V tabulce tab. 6 jsou uvedeny hodnoty proudového zesílení, které byly vypočteny z předchozích vztahů (19, 20) a simulovány v prostředí PSpice [8]. Za odpory R_1 a R_2 byl dosazen $1\text{ k}\Omega$ a odpor R_p za $51\text{ k}\Omega$. Z těchto hodnot je sestrojen graf závislosti zesílení na řídicím napětí viz obr. 31.

Tab. 6: Simulované a vypočtené zesílení pro třetí koncepci.

V_C [V]	B (vyp. ideální přenos) [-]	B (vyp. s parazitním odporem) [-]	B (simulováno) [-]
-2	99,00	97,10	42,81
-1,9	62,10	60,90	33,41
-1,8	38,81	38,06	24,72
-1,7	24,12	23,66	17,36
-1,6	14,85	14,56	11,67
-1,5	9,00	8,83	7,52
-1,4	5,31	5,21	4,66
-1,3	2,98	2,92	2,69
-1,2	1,51	1,48	1,43
-1,1	0,58	0,57	0,61
-1	0,00	0,00	0,07
-0,9	0,37	0,36	0,26
-0,8	0,60	0,59	0,48
-0,7	0,75	0,73	0,61
-0,6	0,84	0,83	0,70
-0,5	0,90	0,88	0,75
-0,4	0,94	0,92	0,79
-0,3	0,96	0,94	0,81
-0,2	0,97	0,96	0,82
-0,1	0,98	0,97	0,83



Obr. 31: Graf závislosti $B = f(V_C)$ třetí koncepce.

4 VÝSLEDKY MĚŘENÍ A POROVNÁNÍ SE SIMULACEMI

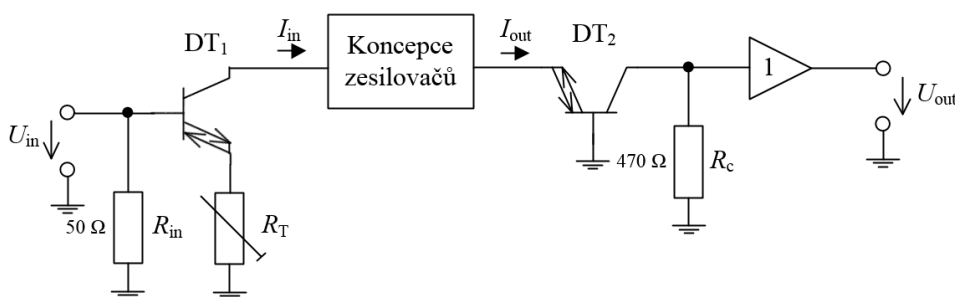
Všechny tři koncepce zesilovačů byly realizovány jako dvouvrstvá deska plošných spojů, na které je možno pomocí přepojovacích konektorů přepojovat jednotlivá zapojení. To je z hlediska testování velice úsporné a výhodné řešení. Takto realizované zesilovače byly podrobeny měřícím testům a jejich výsledky byly porovnány se simulacemi.

Jelikož se jedná o proudové zesilovače a dostupné měřící přístroje pracují s napěťovými vstupy a výstupy, bylo nutné měřící přípravek rozšířit o převodník U/I na vstupu a převodník I/U na výstupu, jak je uvedeno na obr. 32 převzatého z [10]. Vstupní převodník, realizovaný tranzistorem DT_1 zapojeným jako OTA, má v emitoru připojený trimr R_T . Tento trimr slouží k ladění transkonduktance g_m tranzistoru DT_1 a tím umožňuje přesné nastavení jednotkového přenosu měřícího přípravku, při vyřazení proudových zesilovačů a propojení ze vstupního převodníku přímo na výstupní převodník. Výstupní převodník I/U je realizován tranzistorem DT_2 (zapojeným jako proudový sledovač) s odporem R_c a napěťovým sledovačem. Proud I_{out} , který projde sledovačem realizovaným DT_2 , vytvoří úbytek napětí na rezistoru R_c a tento úbytek je napěťovým sledovačem převeden na výstup přípravku. Hodnota odporu R_c musí být co nejmenší, aby pól vznikající s paralelně zapojenou parazitní kapacitou neovlivnil měření. Přenosová rovnice vstupního převodníku je:

$$I_{in} = U_{in} \cdot \frac{1}{R_T + \frac{1}{g_m}} \cong \frac{U_{in}}{R_T}, [A] \quad (21)$$

a výstupního převodníku:

$$U_{out} = I_{out} \cdot R_c \cdot [V] \quad (22)$$



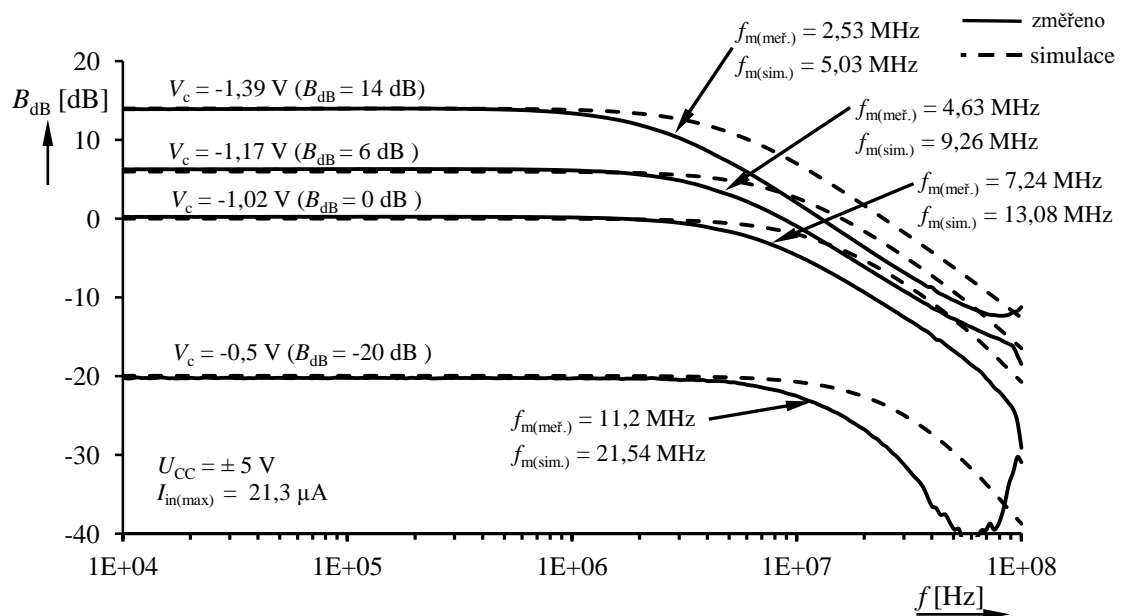
Obr. 32: Schéma převodníků použitých v měřícím přípravku [10].

Měřící přípravek také obsahuje dělič napětí tvořený dvěma vysokootáчковými trimry, který umožňuje řízení řídicího napětí V_C , pro DC testy a pro nastavení proudového zisku. Celé zapojení měřícího přípravku je uvedeno v příloze.

4.1 Kmitočtové závislosti

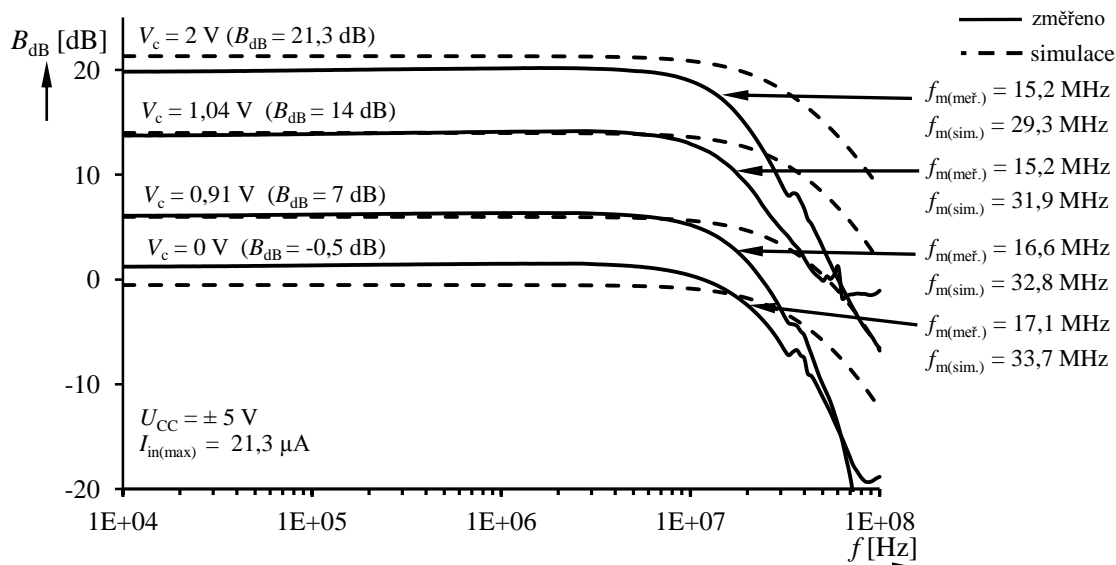
V této podkapitole budou uvedeny změřené a simulované závislosti proudových zisků a fázového posunu na rozmlávané frekvenci všech koncepcí proudových zesilovačů. Měření bylo prováděno pro vstupní sinusové napětí o maximální hodnotě 10 mV tedy polovina amplitudy. Napětí 10 mV na vstupu měřicího přípravku přibližně odpovídá maximální hodnotě sinusového proudu 21,3 μ A na vstupu proudových zesilovačů. Takto malý vstupní proud byl zvolen, protože při vyšších hodnotách docházelo k limitaci výstupního signálu. Nad každou křivkou zisku je uvedeno odpovídající řídicí napětí zesilovače V_C a očekávaný proudový zisk. V závislostech jsou také uvedeny změřené mezní kmitočty f_m .

Výsledky měření pro první koncepci zesilovače obsahující dva DT a jeden řiditelný zesilovač napětí VCA810 [3] jsou uvedeny na obr. 33. Měřené závislosti tvarově odpovídají simulovaným, pouze jsou kmitočtově posunuty na menší frekvenci.



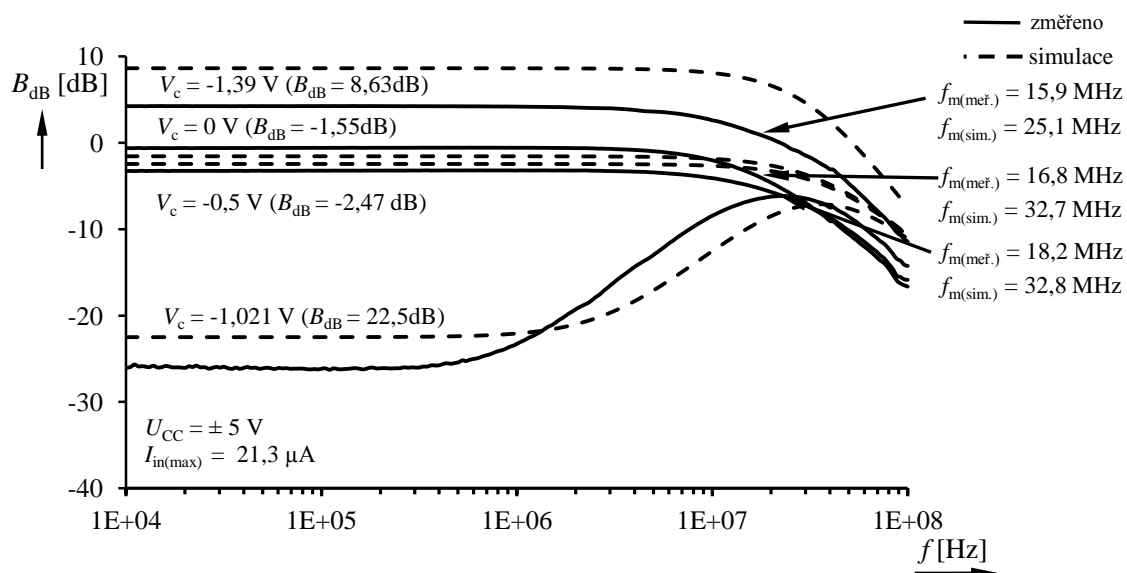
Obr. 33: Kmitočtové závislosti a) zisků a b) fázových posunů první koncepce zesilovače.

Měřením druhé koncepce zesilovače obsahující napětově řiditelný zesilovač LMH6505 [4] byly zjištěny charakteristiky znázorněné na obr. 34. I pro toto zapojení jsou změřené mezní frekvence poměrně nižší než simulované. Maximální a minimální zesílení se liší o přibližně 1,5 dB od simulovaných hodnot.



Obr. 34: Kmitočtové závislosti zisků druhé koncepce zesilovače.

Stejnému měření byla podrobena i třetí koncepce zesilovače. Tato koncepce nefunguje zcela korektně pro proudový zisk vyšší než je hodnota 4,25 dB ($V_c = -1,39$ V). Po této hodnotě začíná zisk zesilovače rychle klesat. Toto je způsobeno nejspíše vlivem vysokého offsetového napětí, které vzniká na výstupu zesilovače VCA810 [3], a dle katalogu se tato hodnota offsetového napětí se vzrůstající teplotou čipu může zvyšovat. Proto měřené a simulované charakteristiky na obr. 35 jsou uvedeny do takto malého zisku. Při řídicím napětí $V_c = -1$ V by měl zesilovač vykazovat dle vzorce (19) co největší útlum. Měřením byl nejvyšší útlum zjištěn pro hodnotu řídicího napětí $V_c = -1,021$ V a to -26 dB.

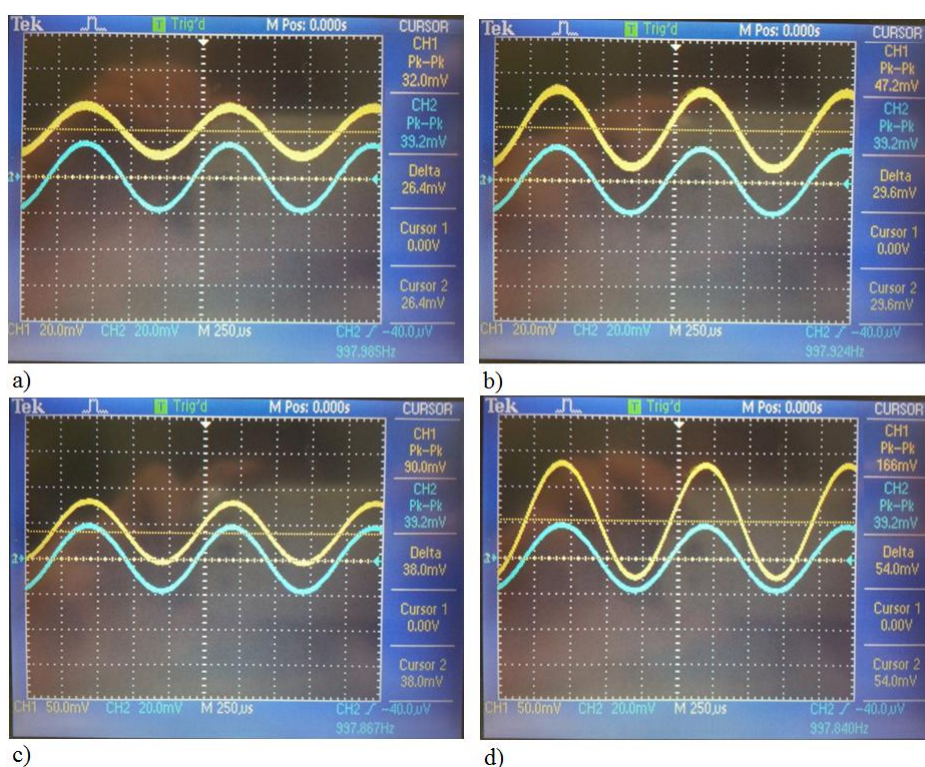


Obr. 35: Kmitočtové závislosti zisků třetí koncepce zesilovače.

4.2 Časové závislosti

Ve změřených časových průbězích uvedených na obr. 36, 37, 38 je indikováno napětí špička-špička (Pk-Pk) a pomocí kurzorů odečteno výstupní offsetové napětí (delta) na měřicím přípravku. Vstupní napětí zobrazuje kanál CH2 (modrý průběh) osciloskopu a výstupní napětí kanál CH1 (žlutý průběh). Měření časových závislostí bylo prováděno při frekvenci vstupního sinusového signálu $f = 997 \text{ Hz}$ a napájecím napětím přípravku $U_{CC} = \pm 5 \text{ V}$. Šum viditelný v oscilogramech byl způsoben použitím nekvalitního generátoru při měření.

Pro ukázkou časových průběhů první koncepce obvodu je maximální hodnota vstupního proudu, vypočítaná ze vstupního napětí špička-špička, rovna $42 \mu\text{A}$. Přičemž v simulacích byl použit vstupní proud o maximální hodnotě $20 \mu\text{A}$. Oscilogramy jsou zobrazeny pro čtyři různá nastavení řídicího napětí V_C . Těmto napětím by měla odpovídat zesílení 0,5; 1; 2 a 4 krát, nejvyšší zesílení nastaví nejnižší řídicí napětí. Změřené oscilogramy těmto hodnotám zesílení přibližně odpovídají. Pro tuto koncepci nebylo možné změřit výsledky pro vyšší zesílení, protože použitý generátor vstupního napětí neumožňoval nastavení nižšího sinusového napětí než 28 mV špička-špička, což odpovídá maximální hodnotě vstupního proudu zesilovače $30 \mu\text{A}$. Při vyšším zesílení, než je hodnota 4 krát, se u takto vysokého vstupního proudu napěťový zesilovač VCA810 [3], použitý uvnitř proudového zesilovače, dostával do režimu saturace.



Obr. 36: Měřená odezva první koncepce zesilovače na sinusový signál při a) $V_C = -0,86 \text{ V}$ ($B = 0,5$ [-]), b) $V_C = -1,02 \text{ V}$ ($B = 1$ [-]), c) $V_C = -1,18 \text{ V}$ ($B = 2$ [-]), d) $V_C = -1,32 \text{ V}$ ($B = 4$ [-]).

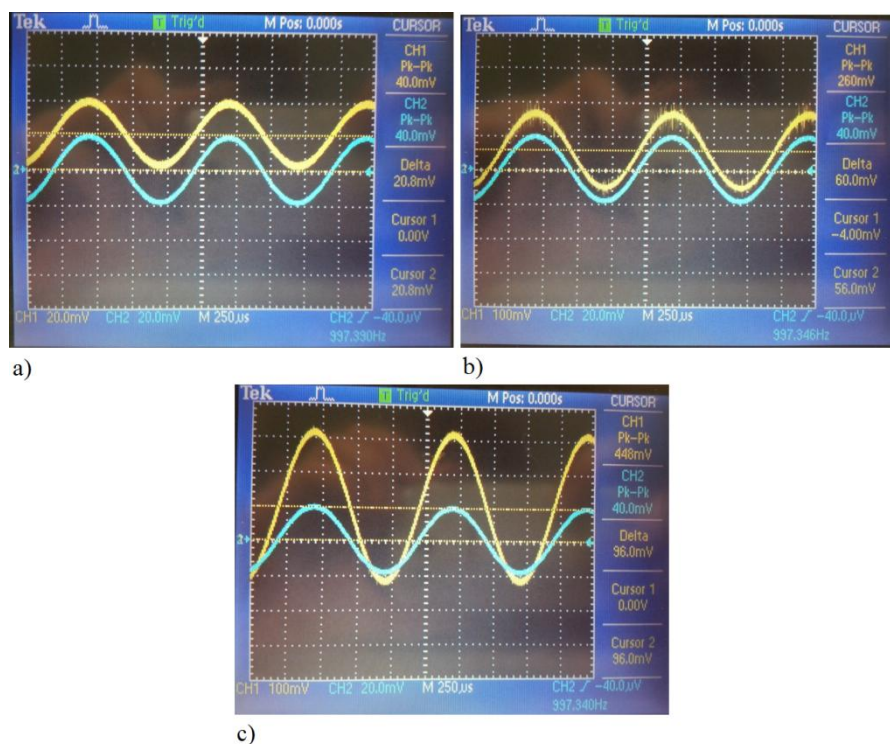
Z časových závislostí jsou v tabulce tab. 7 vypsány offsetová napětí na výstupu přípravku a jsou přepočteny na odpovídající offsetový proud dle vzorce (22). Použitý odpor R_C má hodnotu 470Ω . Změřené offsetové proudy jsou bohužel vyšší než

simulované.

Tab. 7: Offsetové proudy na výstupech zesilovačů.

konceptce	V_C [V]	U_{off} [mV]	I_{off} [μ A]
1. konceptce	-0,86	26,4	56,2
	-1	29,6	63,0
	-1,15	38	80,9
	-1,3	54	114,9
2. konceptce	0,94	20,8	44,3
	1,1	60	127,7
	2	96	204,3
3. konceptce	0	20	42,6
	-0,8	36	76,6
	-1	-132	-280,9

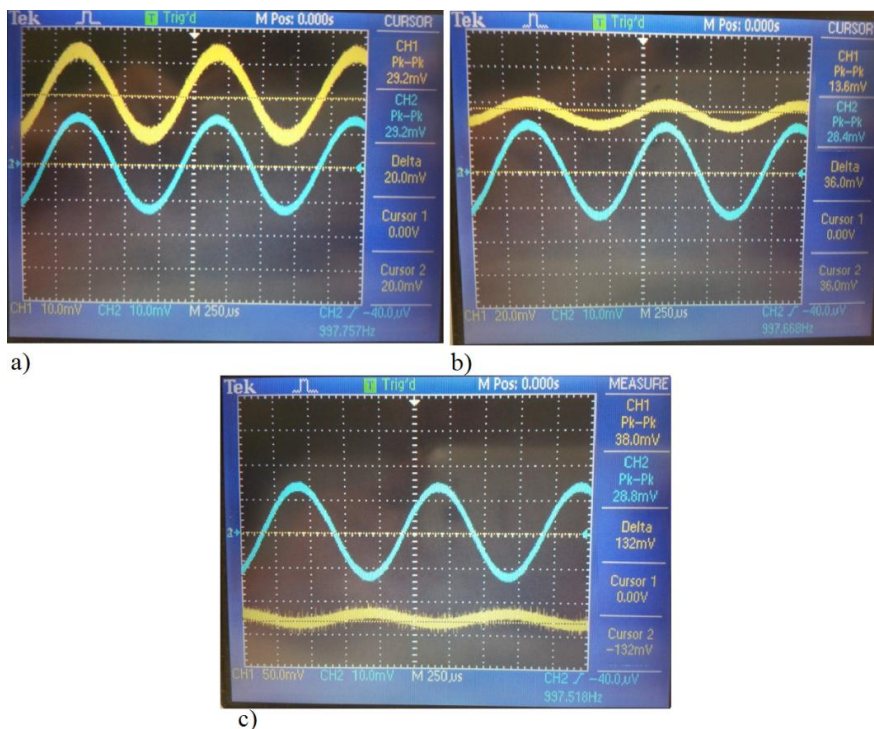
Při přepojení měřícího přípravku na druhou koncepci zesilovače s využitím součástky LMH6505 [4] byly nafoceny následující oscilogramy (viz obr. 37). Nastaveným řídicím napětím by mělo dle simulací odpovídat zesílení 0,94; 6,9 a 11,6 krát.



Obr. 37: Měřená odezva druhé koncepcce zesilovače na sinusový signál při a) $V_C = 0$ V ($B = 0,94$ [-]), b) $V_C = 1,1$ V ($B = 6,9$ [-]), c) $V_C = 2$ V ($B = 11,6$ [-]).

Jak již bylo zmíněno, tak třetí koncepcce zesilovače nepracuje zcela podle předpokladů. V zobrazených oscilogramech (viz obr. 38) je znatelná funkčnost obvodu o hodnotách řídicího napětí 0 až -1 V, kdy má zesilovač postupně zeslabovat vstupní proud. Při nižších hodnotách řídicího napětí výstupní signál změní fázi a posouvá se offsetově do záporných hodnot. Pro měření těchto průběhů bylo nastaveno vstupní

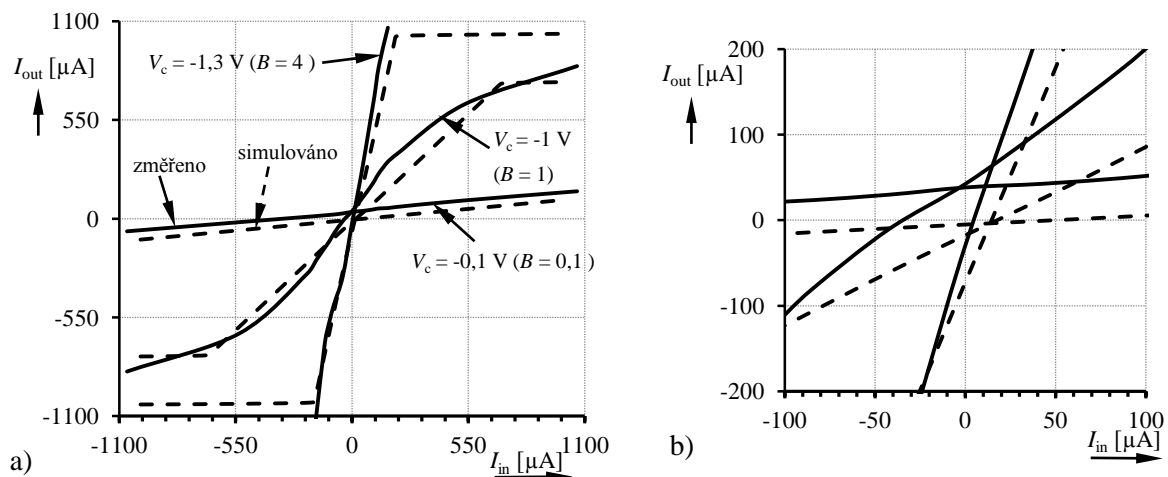
napětí na 29 mV špička-špička, které odpovídá maximální hodnotě proudu vstupujícího do zesilovače 31 μ A.



Obr. 38: Měřená odezva třetí koncepce zesilovače na sinusový signál při a) $V_C = 0$ V ($B = 0,83$ [-]), b) $V_C = -0,8$ V ($B = 0,48$ [-]), c) $V_C = -1,39$ V ($B = 4$ [-]).

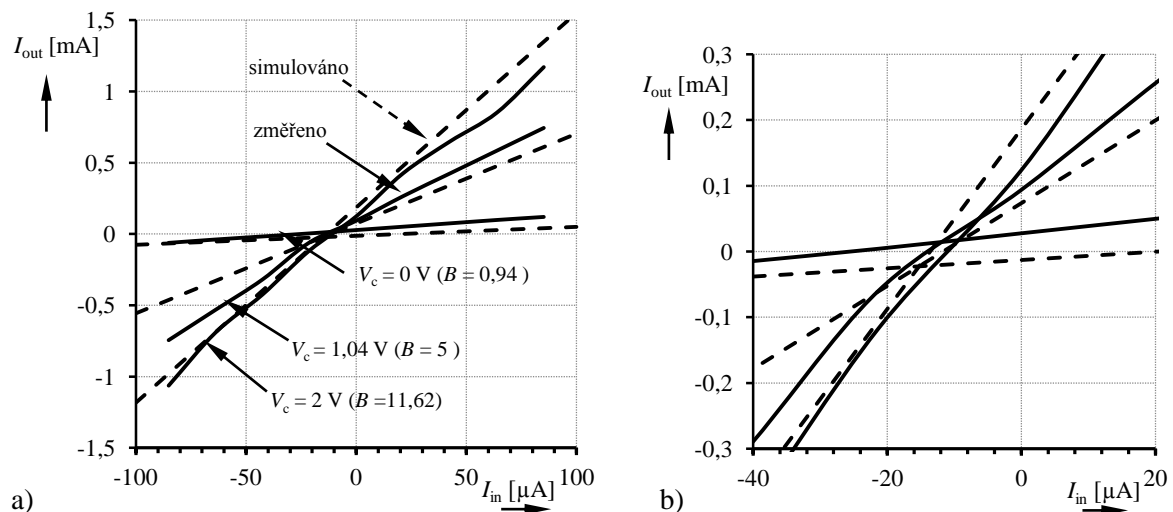
4.3 Stejnoseměrné vstupně-výstupní charakteristiky

Přechodové charakteristiky byly změřeny pouze pro první dvě koncepce obvodu. Charakteristika pro první koncepci je uvedena na obr. 39. Z detailu přechodové charakteristiky je lépe viditelný proměnlivý výstupní offset proudu, který se projevuje i v časových průbězích. Tento offset je způsoben vysokým výstupním offsetem napětí zesilovače VCA810 [3]. Katalog součástky udává typický vstupní offset napětí $\pm 0,25$ mV a výstupní offset napětí ± 22 mV. Celkový výstupní offset napětí VCA je výstupní offset napětí \pm vstupní offset napětí násobený zesílením [3].



Obr. 39: a) Přechodové charakteristiky první koncepce zesilovače, b) detail.

Ve stejnosměrné přechodové charakteristice druhé koncepce zesilovače (viz obr. 40) je také viditelný výstupní proudový offset, který se mění se ziskem zesilovače.



Obr. 40: a) Přechodové charakteristiky druhé koncepce zesilovače, b) detail.

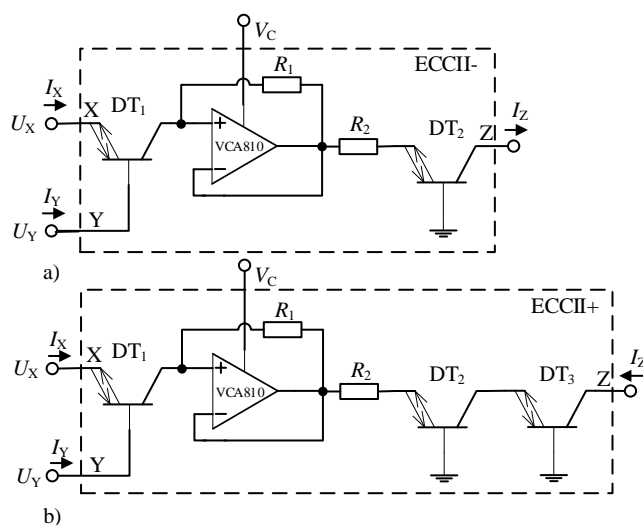
4.4 Spotřeba obvodu a vstupní a výstupní impedance zesilovačů

Spotřeba měřeného přípravku, při používání zesilovače LMH6505 [4], se pohybovala okolo 53 mA pro každý napájecí zdroj ze symetrického napájení ± 5 V. Používáním čipu VCA810 [3], se spotřeba obvodu zvýšila na 76 mA pro každou napájecí větev. Měření vstupní a výstupní impedance zesilovače nebylo provedeno, jelikož vstupní impedance všech zesilovačů závisí na emitorové vstupní impedanci DT OPA860 [2], která má dle katalogu součástky typickou hodnotu $10,5 \Omega$, a výstupní impedance zesilovačů je totožná s výstupní impedancí kolektoru DT. Katalog uvádí typickou výstupní impedanci kolektoru $54 \text{ k}\Omega$ s 2 pF .

5 JEDNODUCHÉ PŘÍKLADY APLIKACÍ

V této kapitole budou uvedeny a simulovány dva možné příklady použití navržených zesilovačů. Pro tento účel poslouží první koncepce zesilovače, který obsahuje dva diamantové tranzistory OPA860 [2] a jeden říditelný zesilovač napětí VCA810 [3].

Jednoduchou úpravou například první koncepce zesilovače lze vytvořit zapojení, které se chová jako negativní elektronicky říditelný proudový konvektor (ECCII-) [13]. Stačí pouze přidat napěťový vstup Y, který je připojen do báze vstupního diamantového tranzistoru. V případě pozitivního elektronicky říditelného proudového konvektoru (ECCII+) [13] je ještě nutno otočit polaritu výstupního proudu I_Z , což zajistí sériové připojení dalšího diamantového tranzistoru k výstupu zesilovače. Tato změna je znázorněna na obr. 41. Pro zjednodušení není v zapojení uvedena napájecí část.



Obr. 41: První koncepce jako a) ECCII- b) ECCII+ [14].

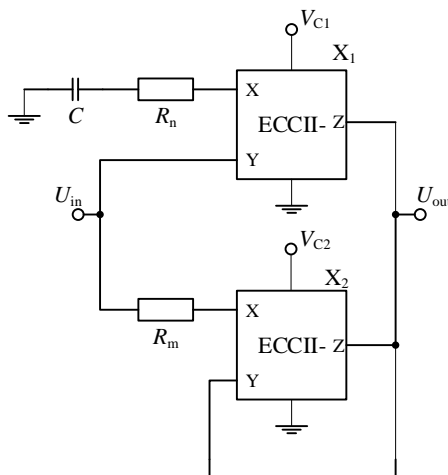
V takto upraveném zapojení ideálně platí vztahy pro proudový konvektor [13]:

$$I_Z = B \cdot I_X, U_X = U_Y \text{ a } I_Y = 0, \quad (23)$$

kde B je proudové zesílení pro pozitivní proudový konvektor na obr. 41, které je plynule říditelné napětím V_C .

5.1 Rekonfigurovatelný filtr

První z možných využití napěťově říditelného zesilovače je obvod uvedený na obr. 42, který díky nastavitelnému proudovému zesílení B konvektoru X_1 dokáže přecházet mezi třemi typy dvojbranu. Konkrétně je možno nastavit dolní propust, fázovací členek a všepropustný členek [11].



Obr. 42: Schéma rekonfigurovatelného filtru pro odvození přenosu.

Konvektor X_1 má proudové zesílení B_1 a zesílení konvektoru X_2 je nastaveno na hodnotu jedna. Poté je napěťový přenos tohoto filtru odvozený v programu SNAP [9]:

$$K(p) = \frac{1+p \cdot C \cdot (R_n - R_m \cdot B_1)}{1+p(R_n \cdot C)}. [-] \quad (24)$$

Za předpokladu, že odpory R_m a R_n mají stejnou hodnotu, je z tohoto přenosu patrný fakt, že při nastavení nulového zesílení B_1 dojde k vykrácení čitatele a jmenovatele zlomku a napěťový přenos bude roven jedné. Poté se tento obvod chová jako všepropustný článek, který nemění fázi. Pokud bude dosazeno proudového zesílení $B_1 = 1$, vynuluje se závorka v čitateli zlomku a přenos zapojení bude:

$$K(p) = \frac{1}{1+p(R_n \cdot C)}. [-] \quad (25)$$

Uvedený vztah odpovídá přenosu dolní propusti prvního řádu, u které by bylo možné, po zajištění současné změny R_m a R_n , měnit mezní frekvenci. Fázovacího článku lze dosáhnout nastavením zesílení B_1 na hodnotu 2 a napěťový přenos je poté:

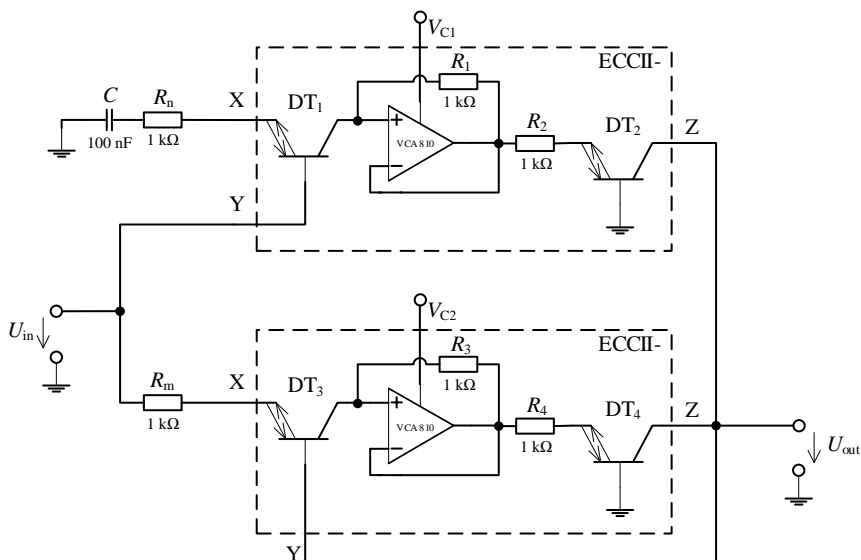
$$K(p) = \frac{1-p(R_m \cdot C)}{1+p(R_n \cdot C)}. [-] \quad (26)$$

Takový přenos, za podmínky $R_m = R_n$, realizuje fázovací článek prvního řádu, který posouvá fázi v ideálním případě o -180° .

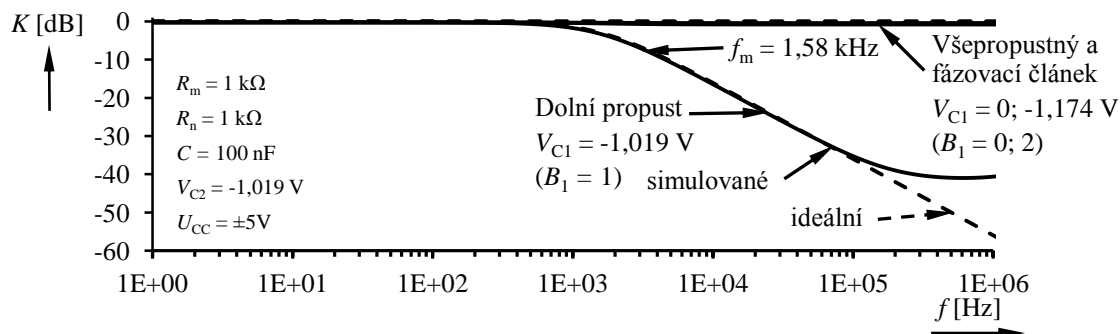
Simulace filtru byla provedena pro hodnoty odporů R_m a $R_n = 1 \text{ k}\Omega$, kapacity $C = 100 \text{ nF}$ a napětí V_{C2} bylo nastaveno na hodnotu $-1,019 \text{ V}$, při které je zesílení konvektoru X_2 rovno jedné. K napájení obvodu bylo užito symetrického napětí $\pm 5 \text{ V}$. V modulové charakteristice (viz obr. 44) je porovnává simulace ideálního zapojení rekonfigurovatelného filtru, které se skládá z ideálních zdrojů napětí a ideálních zdrojů proudu, se zapojením na obr. 43. Simulovány jsou všechny tři typy dvojbranu. Jednotlivým typům odpovídají odvozené hodnoty proudového zesílení prvního proudového konvektoru, kterým odpovídají řídicí napětí V_{C1} uvedené v charakteristikách. Přenosy reálného zapojení se téměř neliší od ideálních. Pouze při nastavení dolní

propusti se pokles přenosu zastaví na hodnotě -40 dB. Simulovaná mezní frekvence dolní propusti odpovídá vypočtené hodnotě, která je:

$$f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R_n} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 1000} = 1,59 \text{ kHz.} \quad (27)$$

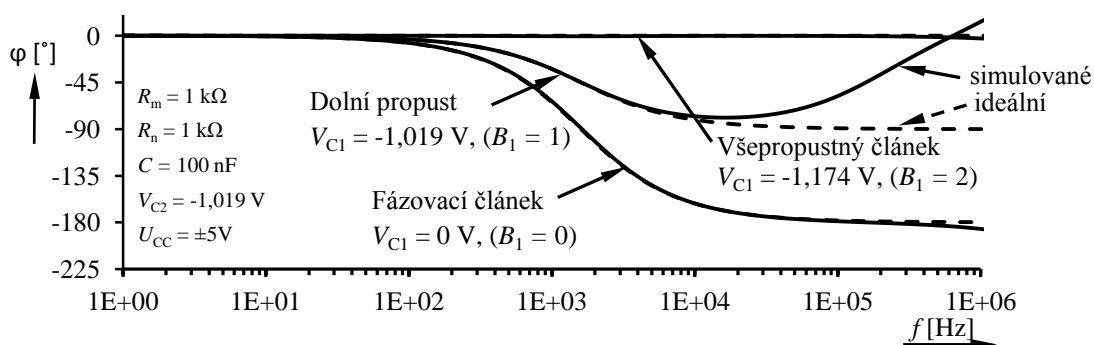


Obr. 43: Rekonfigurovatelný filtr.



Obr. 44: Přenos rekonfigurovatelného filtru.

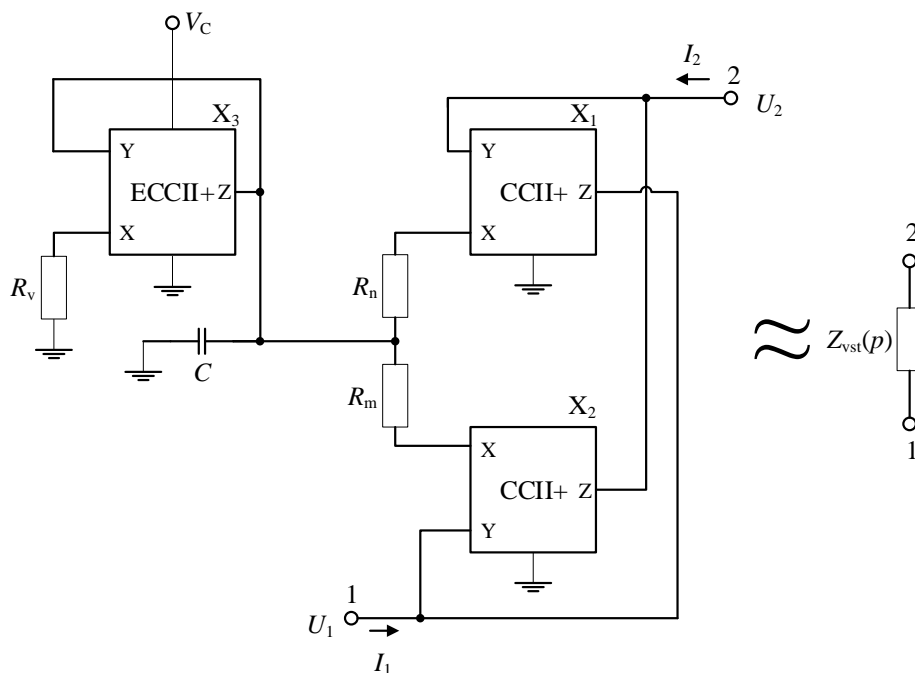
Fáze přenosu rekonfigurovatelného filtru (viz obr. 45) je nulová pro všeprupustný článek, u fázovacího článku plynule přechází na -180° a u filtru na -90° . Fáze reálného zapojení, při nastavení dolní propusti, se odlišuje od ideální křivky.



Obr. 45: Fáze přenosu rekonfigurovatelného filtru.

5.2 Impedanční konvertor

Obvodové zapojení na obr. 46 představuje syntetický induktor [11]. Oproti běžnému syntetickému induktoru (např. Prescottově s operačním zesilovačem [11]) má tento obvod díky nastavitelnému zesílení konveju X_3 možnost ovládání ztrát induktoru. Jakým způsobem konveju X_3 ovlivňuje ztráty, je uvedeno níže.



Obr. 46: Schéma impedančního konvertoru pro odvození přenosu s ekvivalentní impedancí.

V programu SNAP [9] byla odvozena vstupní impedance obvodu na obr. 46:

$$Z_{\text{vst}}(p) = \frac{R_m \cdot R_v + R_n \cdot R_v - B \cdot R_n \cdot R_m + p \cdot (R_n \cdot R_m \cdot C \cdot R_v)}{R_v} [\Omega] \quad (28)$$

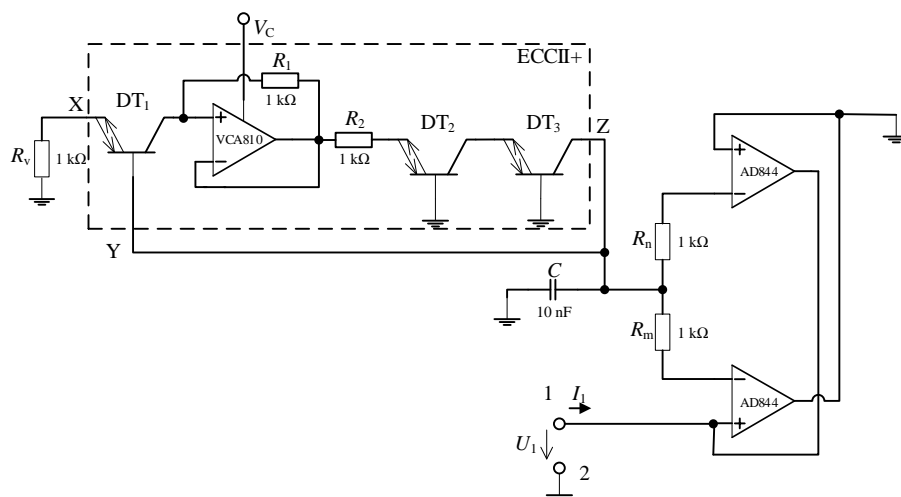
při uzemněném vývodu 2. Proudové zesílení B je zesílení konveju X_3 . Při uvažování $R_n = R_m = R$ a úpravě je vstupní impedance nakrátko:

$$Z_{\text{vst}}(p) = 2 \cdot R + p \cdot C \cdot R^2 - \frac{B \cdot R^2}{R_v} \cdot [\Omega] \quad (29)$$

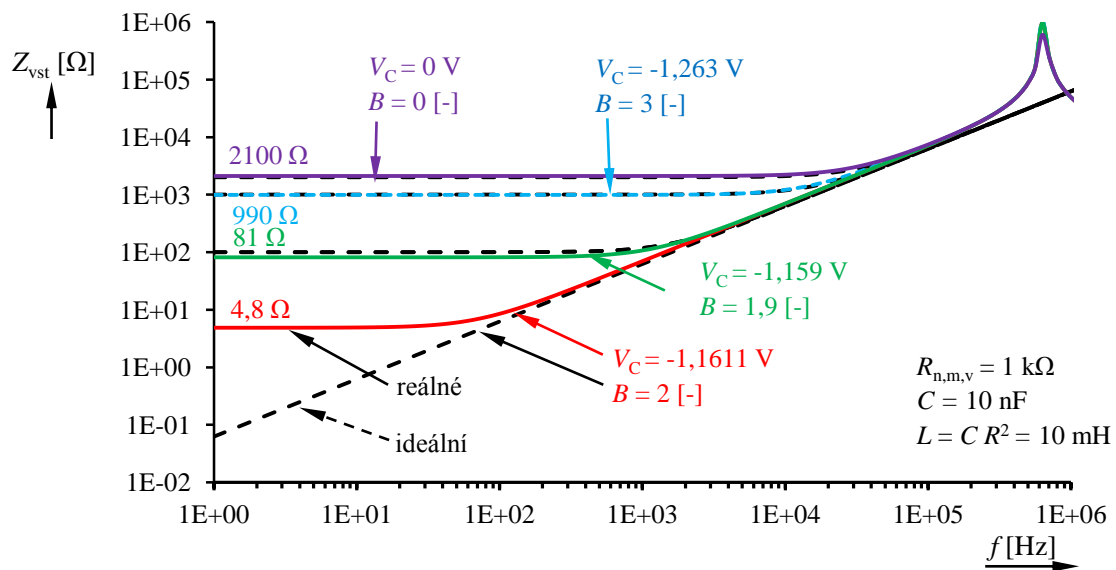
Záporná část vzorce pro vstupní impedanci umožní řízení ztrát induktoru. Při rovnosti $R = R_v$ nebo navržením těchto hodnot pro lepší rozmezí proudového zesílení B , lze regulovat reálnou část impedance čili ztráty induktoru. Při vyšších hodnotách zesílení B lze i vytvořit induktor se záporným ztrátovým odporem, což může být zajímavé pro konstrukce oscilátorů (např. záporný odpor v RLC paralelním rezonančním obvodu). Teoreticky je možné vytvořit i bezeztrátový induktor, například nastavením $B = 2$ při $R = R_v$. Navíc při možnosti řízení R_n a R_m současně lze měnit i indukčnost induktoru a to v poměrně velkém rozsahu. Takto navržený syntetický induktor lze využít také jako plovoucí, což Prescottův induktor [11] neumožňuje.

Pro simulaci obvodu v prostředí PSpice [8] byly konvejory X_1 a X_2 nahrazeny dvěma zesilovači AD844 [12], které obsahují CCII+, a konvektor X_3 první koncepcí zesilovače (viz obr. 47). Rezistorům R_n , R_m a R_v byla přidělena hodnota 1 k Ω a kondenzátoru C hodnota 10 nF. Vytvořená cívka by měla indukčnost 10 mH. Uzel 2 konvertoru je uzemněný a je simulován poměr vstupního napětí a vstupního proudu, což zobrazuje závislost vstupní impedance na frekvenci (viz obr. 48). V této závislosti jsou vyznačena použítá proudová zesílení B a jim ekvivalentní řídicí napětí proudového zesilovače, použitého pro zapojení v simulaci.

Ze závislosti impedancí je patrné, že zapojení s reálnými součástkami se chová dle očekávání. V reálném zapojení nebylo možné dosáhnout čistě ideálního induktoru, nejmenší dosažitelný ztrátový odpor syntetické cívky je dle simulace $4,8 \, \Omega$. Regulování kladného ztrátového odporu je dle simulace možné od této minimální hodnoty po hodnotu $2100 \, \Omega$, která odpovídá nejnižšímu zesílení proudového zesilovače. Záporný ztrátový odpor je dle simulace říditelný od uvedených $4,8 \, \Omega$ do přibližně $27 \, \text{k}\Omega$. Hodnota $27 \, \text{k}\Omega$ je velice relativní, protože při této hodnotě by zesilovač musel pracovat s velmi vysokými zisky, se kterými jsou problémy se vstupním rozkmitem linearitou, atd..

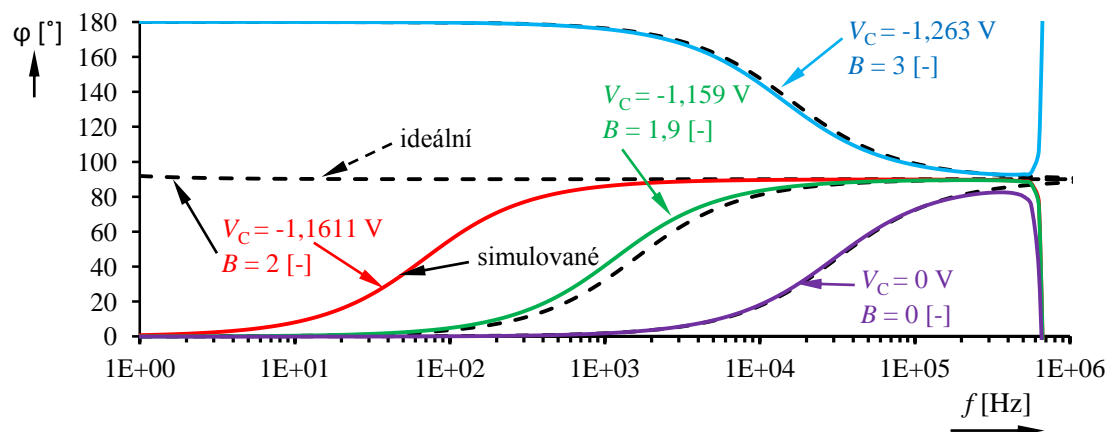


Obr. 47: Schéma zapojení impedančního konvertoru.



Obr. 48: Závislost impedancí na frekvenci impedančního konvertoru.

V závislosti fázového posunu impedancí na frekvenci (viz obr. 49) lze poznat charakter vzniklých ztrát induktoru. Pokud je simulovaná fáze nulová, jedná se o kladný ztrátový odpor. Naopak při fázi 180° vykazuje cívka záporné ztráty.



Obr. 49: Závislost fázového posunu impedancí na frekvenci impedančního konvertoru.

6 ZÁVĚR

Cílem práce bylo seznámení se s funkcí diamantových tranzistorů a vhodných napětových zesilovačů s říditelným ziskem. Z těchto prvků jsem měl navrhnout říditelný proudový zesilovač, který by se dal využít pro výzkumné účely namísto jiných dostupných zesilovačů. Navržený zesilovač měl být ověřen simulacemi a měřením. Posledním úkolem bylo prezentovat jednoduché příklady aplikací těchto proudových zesilovačů.

První koncepce navrženého proudového zesilovače dosahuje dle simulací díky VCA810 vysokých zisků až 30 dB. Ale za cenu toho, že při vyšších ziscích razantně klesá mezní kmitočet použitelnosti zesilovače. Měření této koncepce bylo uskutečněno pro zisky menší než 14 dB, protože při vyšších ziscích se díky vysoké úrovni vstupního proudu dostával zesilovač VCA810 do režimu saturace. Měřením kmitočtových závislostí bylo zjištěno, že reálné zapojení nedosahuje tak vysokých mezních frekvencí, jako simulované zapojení. Například při zisku 14 dB je změřená mezní frekvence o 2,5 MHz menší než simulovaná. U tohoto zapojení bylo nutné, při odvození přenosu, zahrnout i vstupní odpor napětového zesilovače VCA810 a výstupní odpor diamantového tranzistoru OPA860. Ukázalo se, že tento odpor má velký vliv na zesílení celého zapojení.

Napětový zesilovač LMH6505 použitý ve druhé koncepci proudového zesilovače nedosahuje tak vysoké zesílení jako zesilovač VCA810, proto výsledné simulované přenosové charakteristiky nemají tak vysoké úrovně jako v první koncepci. Konkrétně maximální simulovaný zisk tohoto zapojení dosahuje hodnoty 21,3 dB a maximální měřený zisk 20 dB. Mezní frekvence této koncepce jsou v porovnání s první koncepcí mnohem vyšší a to v celém rozsahu simulovaných i měřených zesílení. Opět při měření kmitočtových závislostí se mezní frekvence použitelnosti zesilovače posunuly na nižší hodnotu kmitočtů než v simulacích. Měřené zisky této koncepce přibližně odpovídají ziskům získaným ze simulací. Toto zapojení se však může zdát nevýhodné, protože řídicí charakteristika prvku LMH6505 je velice strmá a nelze u něj dosáhnout záporných hodnot proudového zisku.

Problém se záporným ziskem je vlivem invertujícího zapojení zesilovače VCA810 vyřešen ve třetím zapojení proudového zesilovače. Dle simulací tato koncepce nabízí invertování fáze při překročení hodnoty řídicího napětí -1 V. Měřením se ukázalo, že tato koncepce nefunguje zcela korektně pro proudový zisk vyšší než je hodnota 4,25 dB. Po této hodnotě začíná zisk zesilovače rychle klesat a zároveň se výstupní signál začíná posouvat do záporných hodnot offsetového proudu. Tento fakt je způsoben nejspíše vlivem vysokého offsetového napětí, které vzniká na výstupu zesilovače VCA810.

Při simulaci i měření všechny navržené modely proudových zesilovačů vykazují velký stejnosměrný offset, který se zvyšuje s proudovým zesílením obvodu. Offset je pravděpodobně způsoben vysokým výstupním offsetem napětově říditelných zesilovačů VCA810 a LMH6505, který popisují katalogové listy součástek. Vzniklé zesilovače jsou tímto velice znehodnocené, ale v rozumném rozsahu použitelné, pokud nebude rozkmit signálu příliš velký (dle aktuálně nastaveného zisku) a např. při AC vazbě. Tyto problémy se na základě simulací předpokládaly.

V závěru práce navrženy dva zajímavé příklady využití proudového zesilovače jako proudový konvektor. Jedním z nich je rekonfigurovatelný filtr, který právě díky regulovatelnému zesílení proudového konvektoru dokáže přecházet mezi třemi typy dvojbranu. Konkrétně je možno nastavit dolní propust, fázovací článek a všepropustný článek. Jako druhý příklad je uvedena syntetická cívka s možností regulace ztrát. Díky možnosti řízení zesílení, lze dle simulace u této syntetické cívky o indukčnosti 10 mH měnit její odporovou část konkrétně od 4,8 Ω do 2100 Ω kladného ztrátového odporu a od 4,8 do několika jednotek k Ω záporného ztrátového odporu. Tyto hodnoty platí za předpokladu, že odpory a kapacity zapojené v simulovaném obvodu mají hodnoty uvedené v simulovaných závislostech. Z časových důvodů se nestihlo ani jeden obvod změřit.

LITERATURA

- [1] BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V. Implementation of active elements for analog signal processing by diamond transistors. In Proceedings of International Conference Electronic Devices and Systems EDS'09 IMAPS CS. Brno: VUT Brno, 2009. s. 304-309.
- [2] Texas Instruments. OPA860 Wide-bandwidth, operational transconductance amplifier (OTA) and buffer (datasheet), 2008, 33 s., Dostupný z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa860.pdf>
- [3] Texas Instruments. VCA810 High Gain Adjust Range, Wideband, Variable Gain Amplifier (datasheet), 2010, 30 s., Dostupný z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/vca810.pdf>
- [4] Texas Instruments. LMH6505 Wideband, Low Power, Linear-in-dB, Variable Gain Amplifier, 2013, 29 s., Dostupný z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmh6505.pdf>
- [5] Analog Devices. AD835 250 MHz, Voltage Output, 4-Quadrant Multiplier, 1994, 14 s., Dostupný z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD835.pdf>
- [6] Texas Instruments. OPA615 Wide-Bandwidth, DC Restoration Circuit, 2009, 33 s., Dostupný z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa615.pdf>
- [7] ŠOTNER, R., KARTCI, A., JEŘÁBEK, J., HERENCŠÁR, N., DOSTÁL, T., VRBA, K. An Additional Approach to Model Current Followers and Amplifiers with Electronically Controllable Parameters from Commercially Available ICs. Measurement Science Review. 2012, roč. 12, č. 6, s. 255-265.
- [8] PSpice User's guide. 2. vyd. Dostupný z: www.cadence.com. [Online] 2000, s. 197-236 [cit. 2014-11-15].
- [9] KOLKA, Z. Analýza elektronických obvodů programem SNAP. Brno : Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2000.
- [10] ŠOTNER, R.; JEŘÁBEK, J.; HERENCŠÁR, N.; ŽÁK, T.; JAIKLA, W.; VRBA, K. Modified Current Differencing Unit and its Application for Electronically Reconfigurable Simple First- order Transfer Function. ADV ELECTR COMPUT EN, 2015, roč. 15, č. 1, s. 3-10. ISSN: 1582- 7445. Dostupný z: <http://www.aece.ro/displaypdf.php?year=2015&number=1&article=1>
- [11] DOSTÁL, T. a AXMAN, V. Elektronické filtry. Brno : Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2007, 146 s.
- [12] Analog Devices. AD844 60 MHz, 2000 V/ μ s, Monolithic Op Amp, 1989, 20 s., Dostupný z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD844.pdf>
- [13] SURAKAMPONTORN, W.; THITIMAJSHIMA, P. Integrable electronically tunable current conveyors, IEE Proceedings-G, 1988, roč. 135, č. 2, s. 71-77. Dostupný z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6625>
- [14] ŠOTNER, R.; JEŘÁBEK, J.; LANGHAMMER, L.; POLÁK, J.; HERENCŠÁR, N.; PROKOP, R.; PETRŽELA, J.; JAIKLA, W. Comparison of two solutions of quadrature oscillators with linear control of frequency of oscillation employing modern commercially available devices. CIRCUITS SYSTEMS AND SIGNAL PROCESSING, 2015, roč. 34, č. online first, s. 1-21. ISSN: 0278- 081X

- [15] FITZPATRICK, D. Analog Design and Simulation using OrCAD Capture and PSpice. 1st ed. Amsterdam : Newnes, 2011, xii, s. 329, ISBN: 978-0-08-097085-0.
- [16] KOLKA, Z. Počítačové řešení elektronických obvodů. Brno : Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2007, 27 s.

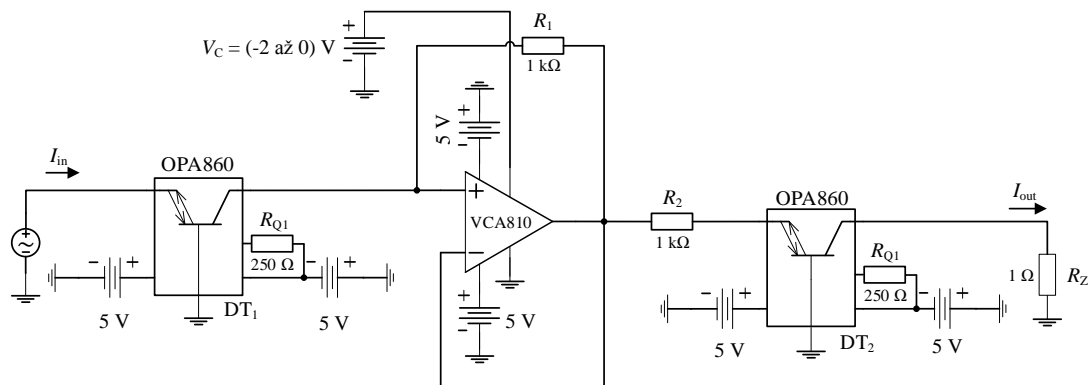
SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

U_b	Napětí na bázi diamantového tranzistoru.
U_c	Napětí na kolektoru diamantového tranzistoru.
U_e	Napětí na emitoru diamantového tranzistoru.
I_b	Proud báze diamantového tranzistoru.
I_c	Proud kolektoru diamantového tranzistoru.
I_e	Proud emitoru diamantového tranzistoru.
U_X	Napětí na proudovém vstupu X konveju.
U_Y	Napětí na napěťovém vstupu Y konveju.
I_X	Proud vstupu X konveju.
I_Y	Proud vstupu Y konveju.
I_Z	Proud výstupu Z konveju.
g_m	Transkonduktance diamantového tranzistoru.
R_e	Odpor připojený k emitoru diamantového tranzistoru.
R_c	Odpor připojený ke kolektoru diamantového tranzistoru.
R_L	Odpor zátěže.
R_{in}	Vstupní odpor.
R_p	Parazitní odpor.
$I_{in(max)}$	Maximální hodnota střídavého proudu.
i	Střídavý proud.
u	Střídavé napětí.
I_Q	Vstupní proud diamantového tranzistoru.
I_{in}	Vstupní proud.
I_{out}	Výstupní proud.
U_{in}	Vstupní napětí.
U_{out}	Výstupní napětí.
U_{off}	Offsetové napětí.
I_{off}	Offsetový proud.
A	Napěťové zesílení.
R	Odpor.
C	Kapacita.
B	Proudové zesílení.

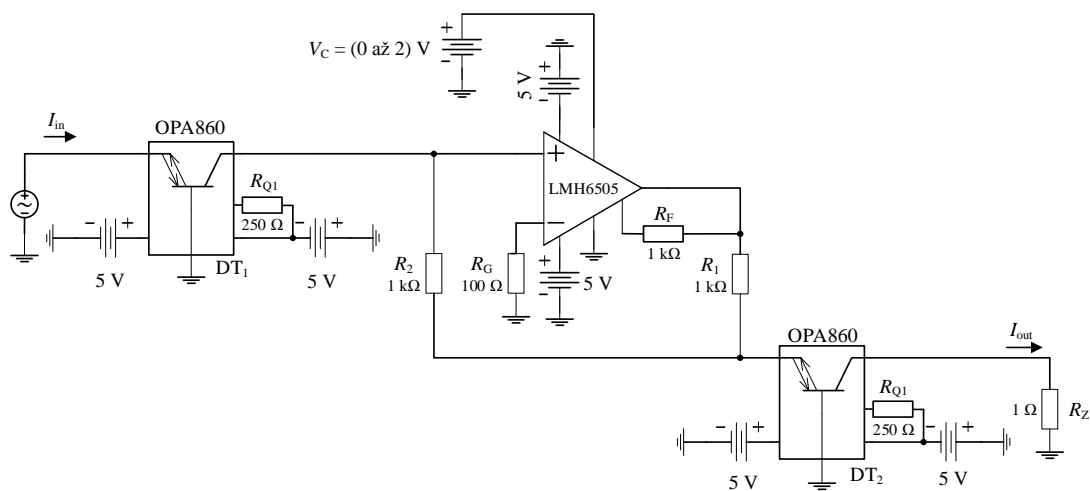
K	Napět'ový přenos.
V_C	Řídící napětí.
U_{CC}	Napájecí napětí.
f	Frekvence.
f_m	Mezní frekvence.
A_{VMAX}	Specifické zesílení LMH6505.
M	Konstanta součástky LMH6505.
N	Konstanta součástky LMH6505.
V_A	Konstanta napětí součástky LMH6505.
S	Střída obdélníkového signálu.
p	Operátor Laplaceovy transformace.
Z_{vst}	Vstupní impedance.
φ	Fáze.
CCII+	Pozitivní proudový konvektor, Positive current conveyor.
CCII-	Negativní proudový konvektor, Negative current conveyor.
OTA	Operační transkonduktanční zesilovač, Operational Transconductance Amplifier.
VCA	Napětím říditelný zesilovač.
DT	Diamantový tranzistor, Diamond Transistor.
X	Proudový konvektor.
E	Zdroj napětí řízený napětím.
F	Zdroj proudu řízený proudem.
VCVS	Voltage Controlled Voltage Source.
CCCS	Current Controlled Current Source.
b	Báze diamantového tranzistoru.
c	Kolektor diamantového tranzistoru.
e	Emitor diamantového tranzistoru.
Pk-Pk	Napětí špička-špička

A. SIMULOVANÁ ZAPOJENÍ

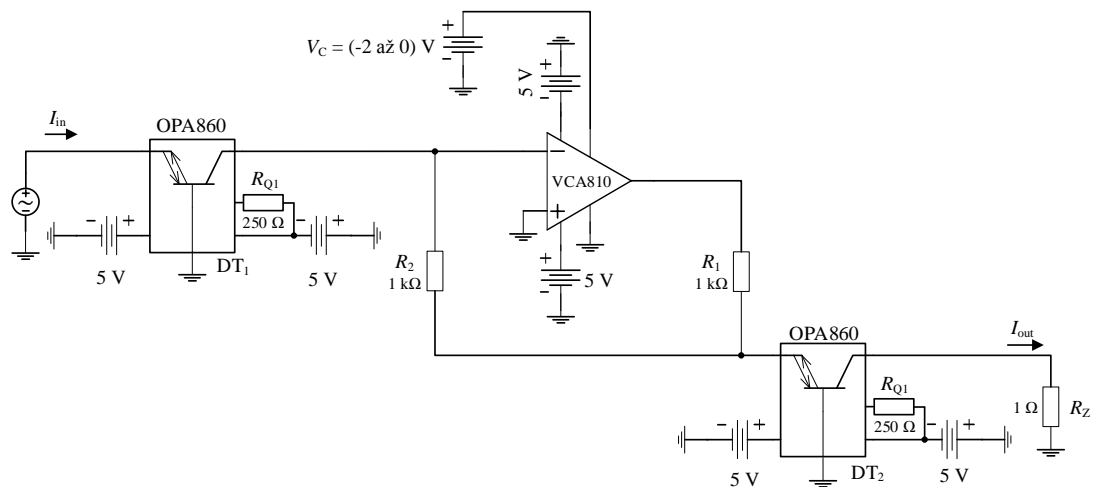
A. 1 První koncepce zesilovače



A. 2 Druhá koncepce zesilovače

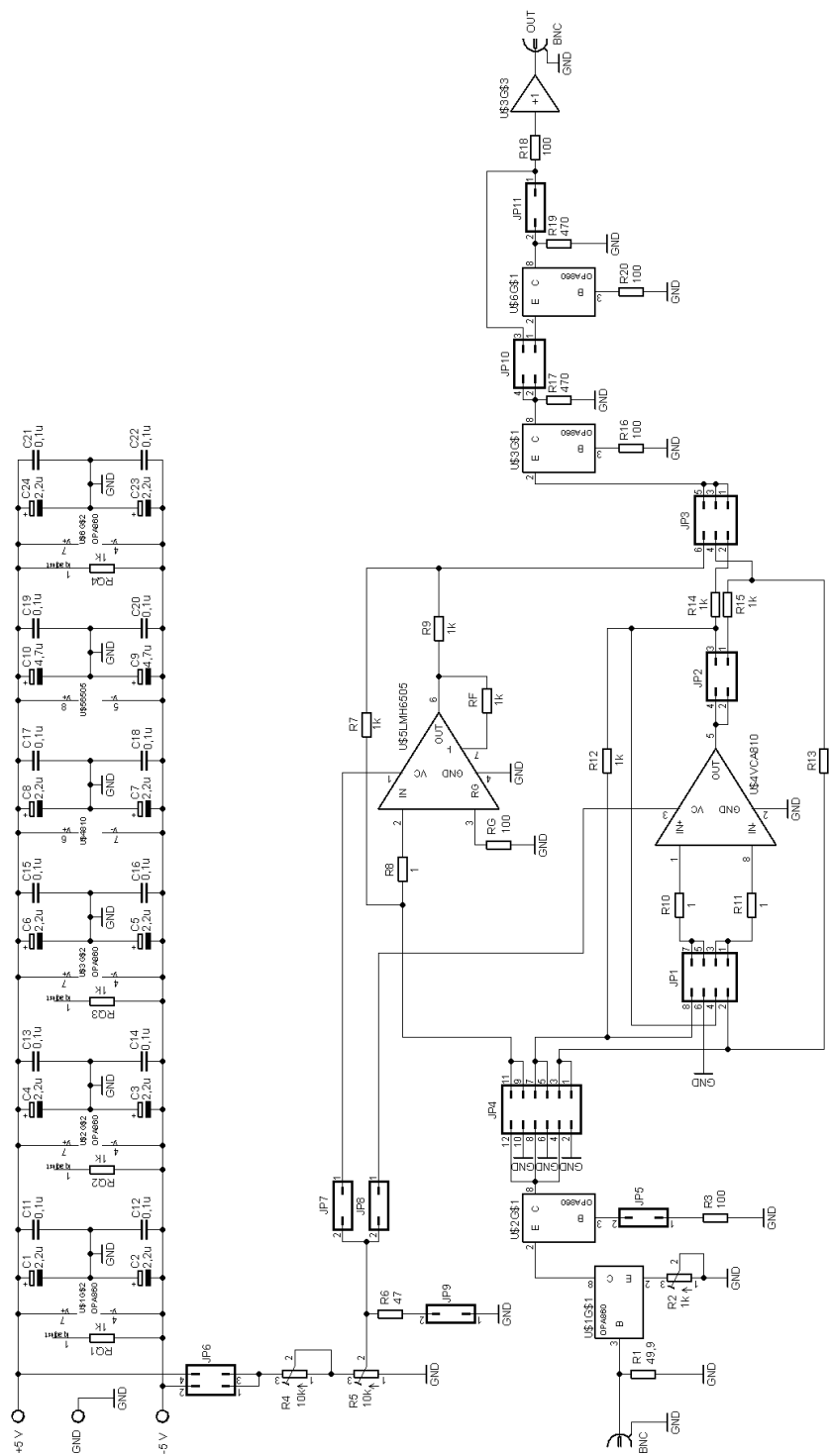


A. 3 Třetí koncepcce zesilovače

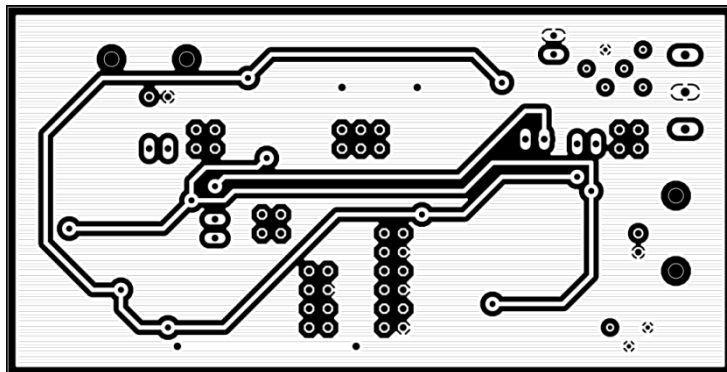


B. NÁVRH ZAŘÍZENÍ

B.1 Obvodové zapojení měřícího přípravku s proudovými zesilovači

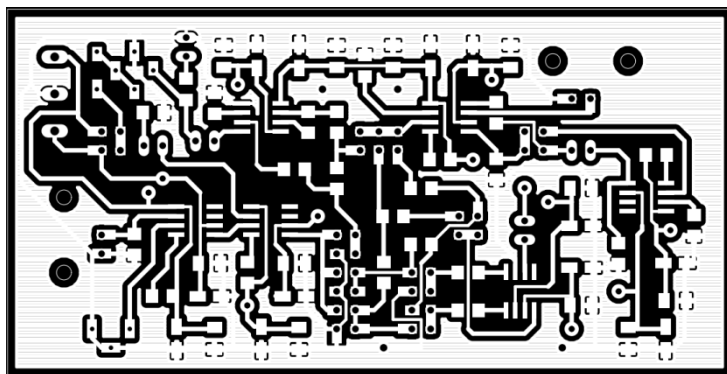


B. 2 Deska plošného spoje - top (strana součástek)



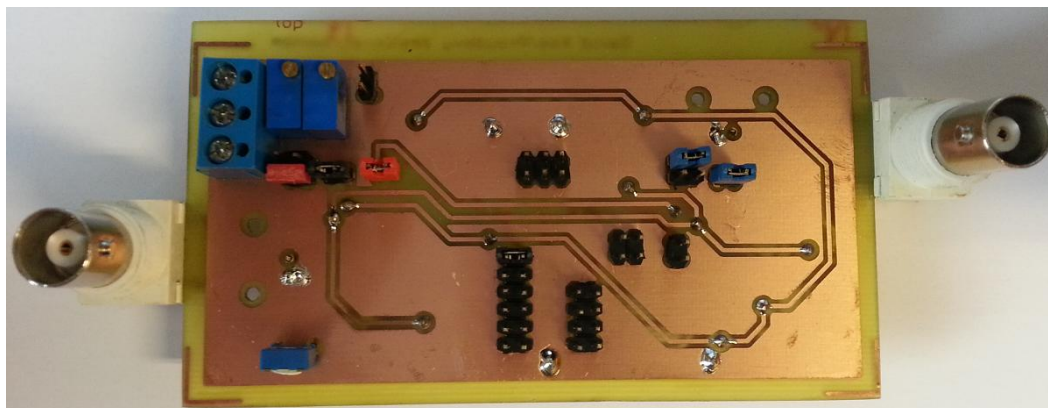
Rozměr desky 96 x 48 [mm], měřítko M1:1

B. 3 Deska plošného spoje - bottom (strana spojů)



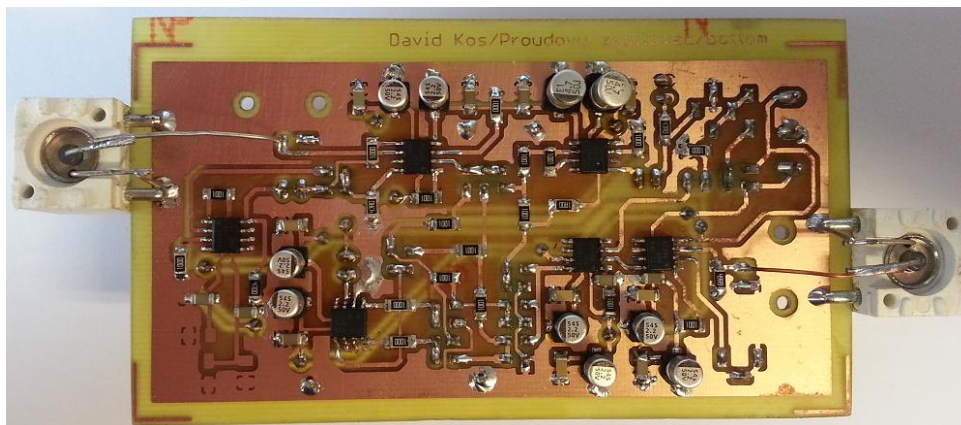
Rozměr desky 96 x 48 [mm], měřítko M1:1

B. 4 Měřicí přípravek - top



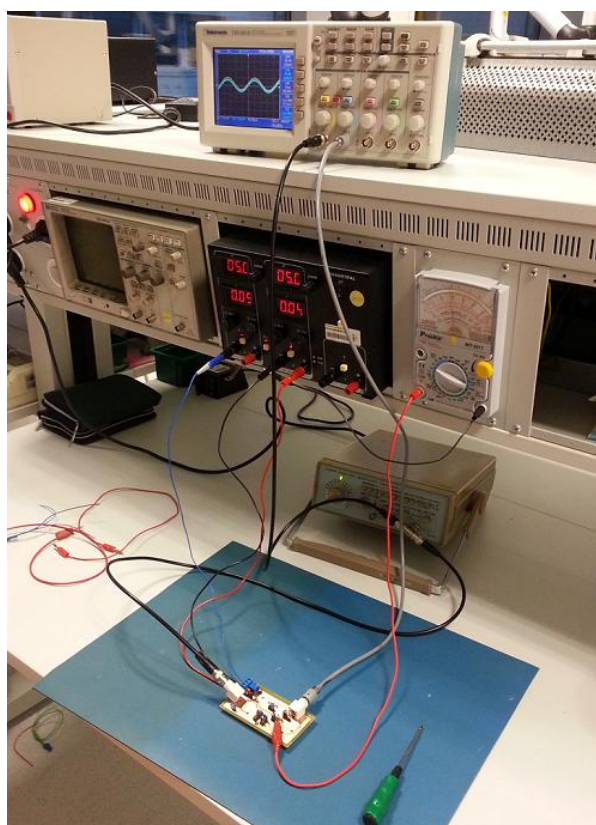
Rozměr desky 96 x 48 [mm]

B. 5 Měřicí přípravek - bottom



Rozměr desky 96 x 48 [mm]

B. 6 Zapojení pracoviště



C. SEZNAM SOUČÁSTEK

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1	2,2u	PANASONIC_B	Elektrolytický kondenzátor
C2	2,2u	PANASONIC_B	Elektrolytický kondenzátor
C3	2,2u	PANASONIC_B	Elektrolytický kondenzátor
C4	2,2u	PANASONIC_B	Elektrolytický kondenzátor
C5	2,2u	PANASONIC_B	Elektrolytický kondenzátor
C6	2,2u	PANASONIC_B	Elektrolytický kondenzátor
C7	2,2u	PANASONIC_B	Elektrolytický kondenzátor
C8	2,2u	PANASONIC_B	Elektrolytický kondenzátor
C9	4,7u	PANASONIC_B	Elektrolytický kondenzátor
C10	4,7u	PANASONIC_B	Elektrolytický kondenzátor
C11	0,1u	C1206K	Keramický kondenzátor
C12	0,1u	C1206K	Keramický kondenzátor
C13	0,1u	C1206K	Keramický kondenzátor
C14	0,1u	C1206K	Keramický kondenzátor
C15	0,1u	C1206K	Keramický kondenzátor
C16	0,1u	C1206K	Keramický kondenzátor
C17	0,1u	C1206K	Keramický kondenzátor
C18	0,1u	C1206K	Keramický kondenzátor
C19	0,1u	C1206K	Keramický kondenzátor
C20	0,1u	C1206K	Keramický kondenzátor
C21	0,1u	C1206K	Keramický kondenzátor
C22	0,1u	C1206K	Keramický kondenzátor
C23	2,2u	PANASONIC_B	Elektrolytický kondenzátor
C24	2,2u	PANASONIC_B	Elektrolytický kondenzátor
IN	BNC	AMP_227161	BNC konektor
JP1	JP4Q	2,54 x 2,54	Jumper
JP2	JP2Q	2,54 x 2,54	Jumper
JP3	JP3Q	2,54 x 2,54	Jumper
JP4	JP6Q	2,54 x 2,54	Jumper
JP5	JP1Q	2,54 x 2,54	Jumper
JP6	JP2Q	2,54 x 2,54	Jumper
JP7	JP1Q	2,54 x 2,54	Jumper
JP8	JP1Q	2,54 x 2,54	Jumper
JP9	JP1Q	2,54 x 2,54	Jumper
JP10	JP2Q	2,54 x 2,54	Jumper
JP11	JP1Q	2,54 x 2,54	Jumper
OUT	BNC	AMP_227161	BNC konektor
PWR	W237-103	con-wago-500	Napájecí svorkovnice
R1	49,9	R1206	SMD rezistor
R2	1k	RTRIM3339P	Trimr
R3	100	R1206	SMD rezistor
R4	10k	RTRIM3296Y	Trimr
R5	10k	RTRIM3296Y	Trimr
R6	47	R1206	SMD rezistor
R7	1k	R1206	SMD rezistor
R8	1	R1206	SMD rezistor
R9	1k	R1206	SMD rezistor
R10	1	R1206	SMD rezistor
R11	1	R1206	SMD rezistor

R12	1k	R1206	SMD rezistor
R13	1k	R1206	SMD rezistor
R14	1k	R1206	SMD rezistor
R15	1k	R1206	SMD rezistor
R16	100	R1206	SMD rezistor
R17	470	R1206	SMD rezistor
R18	100	R1206	SMD rezistor
R19	470	R1206	SMD rezistor
R20	100	R1206	SMD rezistor
RF	1k	R1206	SMD rezistor
RG	100	R1206	SMD rezistor
RQ1	1k	R1206	SMD rezistor
RQ2	1k	R1206	SMD rezistor
RQ3	1k	R1206	SMD rezistor
RQ4	1k	R1206	SMD rezistor
U\$1	OPA860	SO-08	Diamantový tranzistor
U\$2	OPA860	SO-08	Diamantový tranzistor
U\$3	OPA860	SO-08	Diamantový tranzistor
U\$4	VCA810	SO-08	Napětově říditelný zesilovač
U\$5	LMH6505	SO-08	Napětově říditelný zesilovač
U\$6	OPA860	SO-08	Diamantový tranzistor

D. TABULKY NAMĚŘENÝCH HODNOT

D. 1 Přejchodové charakteristiky první koncepce zesilovače

	$V_C = -0,1 \text{ V}$	$V_C = -1 \text{ V}$	$V_C = -1,3 \text{ V}$
$I_{in} [\mu\text{A}]$	$I_{out} [\mu\text{A}]$	$I_{out} [\mu\text{A}]$	$I_{out} [\mu\text{A}]$
-1063,83	-70,21	-851,06	-
-531,91	-19,15	-638,30	-
-212,77	10,64	-306,38	-
-170,21	14,89	-231,91	-1117,02
-127,66	19,15	-159,57	-691,49
-106,38	21,28	-123,40	-574,47
-85,11	23,40	-80,85	-478,72
-42,55	29,79	-10,64	-319,15
0,00	38,30	42,55	-29,79
42,55	42,55	106,38	234,04
85,11	48,94	174,47	531,91
106,38	53,19	212,77	680,85
127,66	57,45	255,32	851,06
170,21	59,57	319,15	1063,83
212,77	65,96	361,70	-
531,91	102,13	638,30	-
1063,83	153,19	851,06	-

D. 2 Přejchodové charakteristiky druhé koncepce zesilovače

	$V_C = 0 \text{ V}$	$V_C = 1,04 \text{ V}$	$V_C = 2 \text{ V}$
$I_{in} [\mu\text{A}]$	$I_{out} [\text{mA}]$	$I_{out} [\text{mA}]$	$I_{out} [\text{mA}]$
-85,11	-0,06	-0,74	-1,06
-63,83	-0,04	-0,53	-0,69
-42,55	-0,02	-0,32	-0,43
-21,28	0,00	-0,06	-0,12
0,00	0,03	0,09	0,12
21,28	0,05	0,27	0,43
42,55	0,07	0,43	0,65
63,83	0,10	0,59	0,85
85,11	0,12	0,74	1,17